RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée. n° 350 - Janvier 1977



ASSERVISSEMENT DE POSITION DE MOTEUR

Multimètre numérique 2000 points

Interphone-portier

Initiation aux microprocesseurs

(Voir sommaire détaillé page 35)

Suisse : 2,25 F - Canada : 0,85 Dollar - Algérie : 4,5 Dinars - Tunisie : 450 Mils - Espagne : 45 Pesetas

RADIO PLANS
Journal d'électronique appliquée
N° 350 janvier 1977

sommaire

IDEES	57	Nouveaux composants et leurs applications
	69	Fonctionnement des semiconducteurs opto
	76	Presse technique étrangère
MICRO PROCESSEUR	53	Initiation au micro processeur
MONTAGES PRATIQUES	36	Asservissement de position de moteur
	40	Interphone - portier en duplex
	44	Multimètre numérique 2000 points
	84	Alimentation pour platine à moteur synchrone
MUSIQUE	94	La musique électronique un art scientifique
RADIO AMATEURISME	80	Si tous les gars du monde : réalisation d'une station 432 MHz (3e partie et fin)
RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES	63	Dictionnaire technique
	65	Caractéristiques et équivalences des transistors par A. Lefumeux (2N2958 à 2N3107)
DIVERS	89	Répertoire des articles de 1976
	99	Nouveautés - Informations
	129	Répertoire des annonceurs

Notre couverture : L'asservissement de position électronique n'a rien à envier à l'homme de barre d'un navire qui analyse la trajectoire de ce dernier et corrige la position en fonction des écarts enregistrés.

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
Tél. : 202-58-30

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs

Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur technique :
André EUGENE

Rédacteur en chef :
Jean-Claude ROUSSEZ

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Courrier technique :
Odette Verron
Christian Duchemin

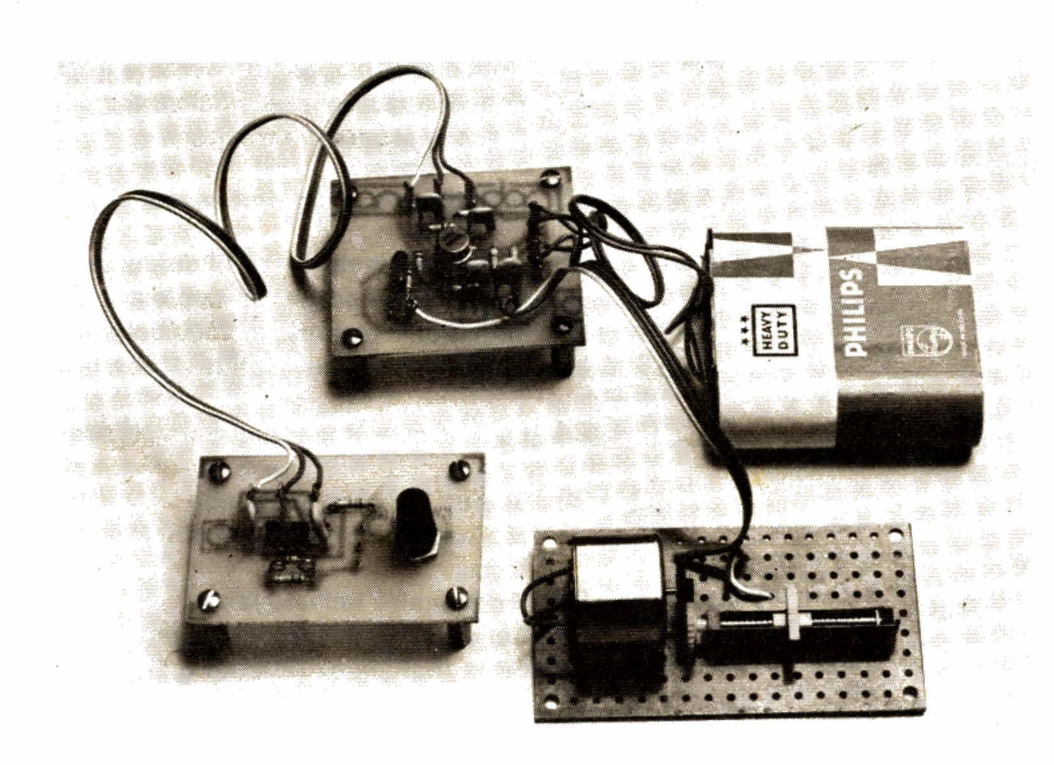
Tirage du précédent numéro
98 600 exemplaires
OJD Diffusion - Publicité 1975

Publicité : Société Parisienne d'Edition
Département publicité
206, rue du Fg-St-Martin, 75010 Paris
Tél. : 607-32-03 et 607-34-58

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **45 F** - Etranger : 1 an **60 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal

Dépôt légal - 1er trimestre 1977 - Editeur n° 484 - Mensuel paraissant le 25 de chaque mois -
Distribué par S.A.E.M. TRANSPORTS-PRESSE - Composition Comporapid - Imprimerie SIEP - 77120 AVON

Asservissement de position de moteur



Le montage que nous allons décrire permet la commande de positionnement d'un petit moteur. Ce principe peut servir à commander l'orientation d'une antenne ou à régler le volume d'un poste de radio ou d'un téléviseur à distance et bien d'autres applications laissées à la libre imagination de chacun. Son avantage est qu'il ne nécessite pas une mécanique importante et que le nombre de ses éléments est très réduit.

Principe

La commande d'asservissement de moteur se compose de trois organes :
— un émetteur,
— un récepteur,
— le moteur avec son mécanisme.

L'émetteur

L'émetteur est constitué du circuit intégré NE 555 de chez Signétics monté en multivibrateur astable dont on fait varier manuellement le rapport cyclique.

Le récepteur

Celui-ci est constitué d'un circuit intégré NE 543 de chez Signétics également. Il reçoit les informations du 555, les compare à son propre oscillateur et recherche un point d'équilibre en agissant sur le moteur couplé à un potentiomètre.

Le moteur et son mécanisme

Comme nous l'avons dit au début de cet article, le moteur entraîne un mécanisme en fonction de l'utilisation recherchée mais, dans tous les cas, il doit être couplé au potentiomètre d'équilibre du 543.

Analyse du circuit

La **figure 1** donne le schéma de principe retenu. L'émetteur est constitué du 555 ; il s'agit d'un multivibrateur astable dont le rapport cyclique est fonction de la valeur de la résistance constituée par la 68 KΩ et le potentiomètre de 5 KΩ linéaire. La période est déterminée par la capacité de 0,33 µF. Le rapport cyclique dans le temps est de 50 % ; pour qu'il soit moins de 50 %, il faut mettre une diode en parallèle sur les bornes 7 et 9, d'où la BA 220. La capacité de 0,1 µF borne 5 constitue un filtrage d'alimentation. La résistance de 4,7 KΩ sert de butée au potentiomètre.

Le récepteur est constitué d'un 543 ; il s'agit d'un servodriver. La **figure 2** en donne le schéma synoptique. La largeur d'impulsion du générateur interne est déterminée par la capacité de 0,56 µF entre les bornes 5 et 6 et son rapport cyclique, par la valeur résistive du potentiomètre et de la résistance de 3,3 KΩ. La capacité de 10 µF sert à découpler le générateur. Les résistances de 33 Ω déterminent le temps mort, soit environ 4 à 5 µs ; cela signifie que le circuit ne peut commander le moteur tant que l'impulsion de commande (555) est différente de 4 à 5 µs de celle du générateur interne. Les résistances de 47 K déterminent le niveau pour le « pulse streching ». Les capacités de 4,7 µF de découplage de la valeur des résistances n'est pas critique ; une différence de valeur entraîne le changement de la proportionnalité de la comparaison.

Les résistances de 100 KΩ évitent le dépassement en ajustant l'amortissement de la boucle. La capacité de 2,2 µF est une capacité de couplage. La capacité de 0,2 µF est un découplage d'alimentation.

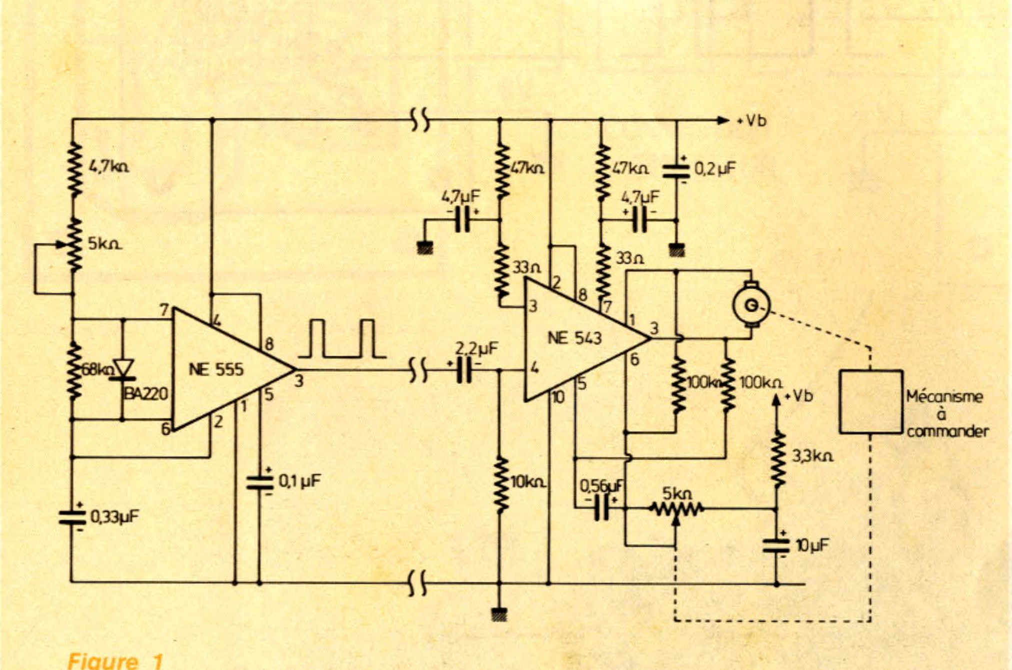


Figure 1

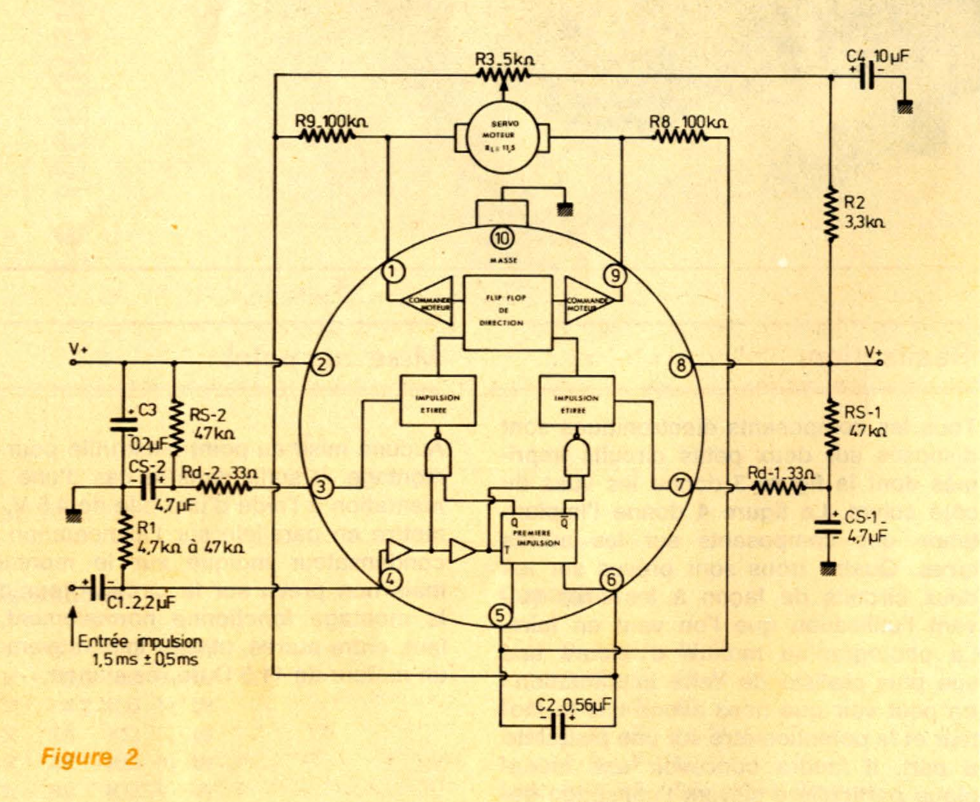


Figure 2

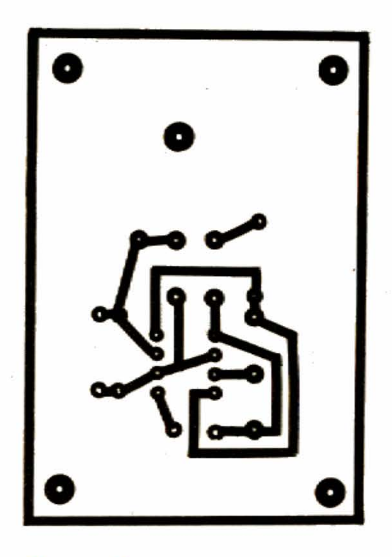
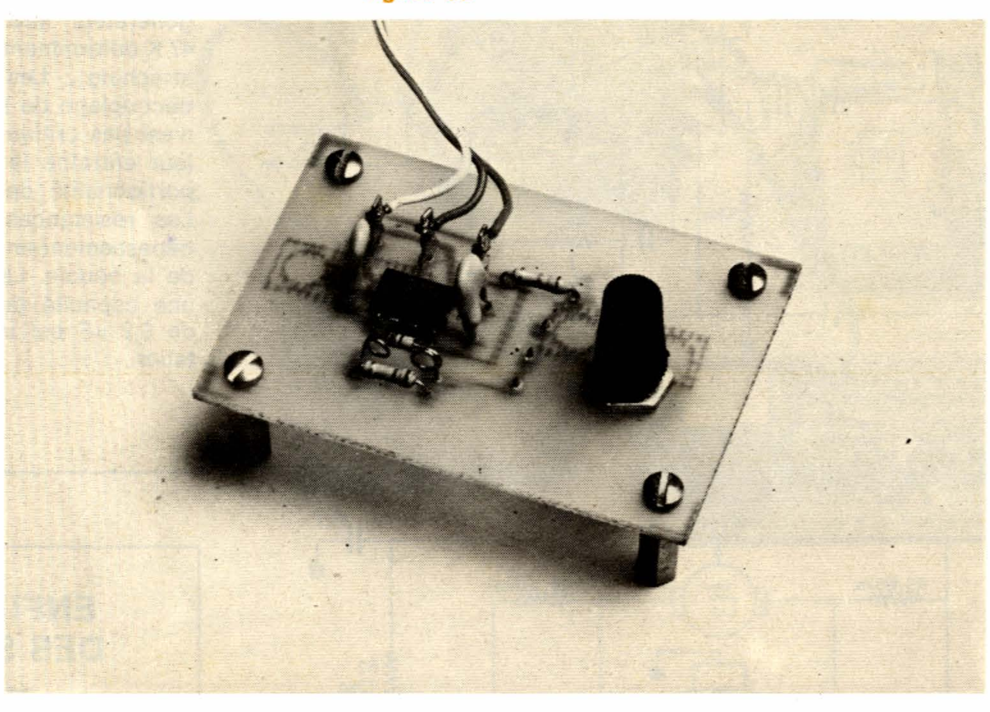


Figure 3 a

Figure 3 b

L'émetteur



Fonctionnement

Le 543 reçoit les impulsions du 555 ; leur largeur est comparée à la largeur de celle du générateur interne. Si une différence de cette valeur est constatée, une impulsion obtenue par différence est appliquée à l'étage de sortie. Si le temps est plus court, le moteur est commandé de manière à réduire la valeur du potentiomètre et, si l'impulsion est plus longue, le phénomène inverse se produit et la résistance du potentiomètre augmente. On voit ainsi que la position du potentiomètre de l'émetteur (le 555) est recopiée sur le récepteur (543).

Réalisation

Tous les composants électroniques sont disposés sur deux petits circuits imprimés dont la **figure 3** donne les vues du côté cuivre. La **figure 4** donne l'implantation des composants sur les autres faces. Quatre trous sont prévus sur les deux circuits de façon à les fixer suivant l'utilisation que l'on veut en faire. La photographie montre d'ailleurs une vue plus réaliste de cette implantation : on peut voir que nous avons mis le moteur et le potentiomètre sur une plaquette à part. Il faudra concevoir une mécanique particulière suivant l'utilisation désirée.

Mise au point

Aucune mise au point n'est utile pour ce montage. Il suffit dans le cas d'une alimentation à l'aide d'une pile de 4,5 V, de mettre en parallèle sur l'alimentation un condensateur indiqué sur le montage, mais non prévu sur le circuit. Pour que le montage fonctionne normalement, il faut, entre autres, utiliser impérativement un moteur de 11,5 Ω de résistance.

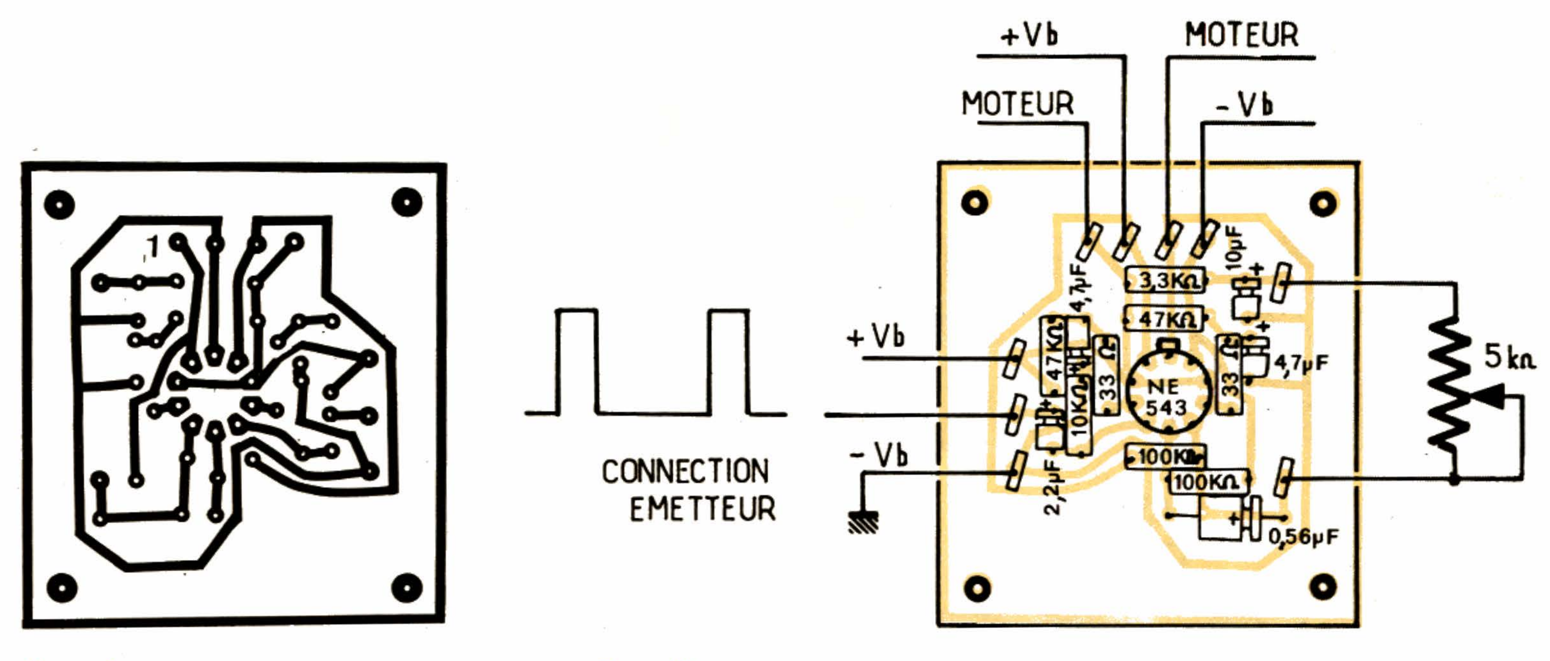
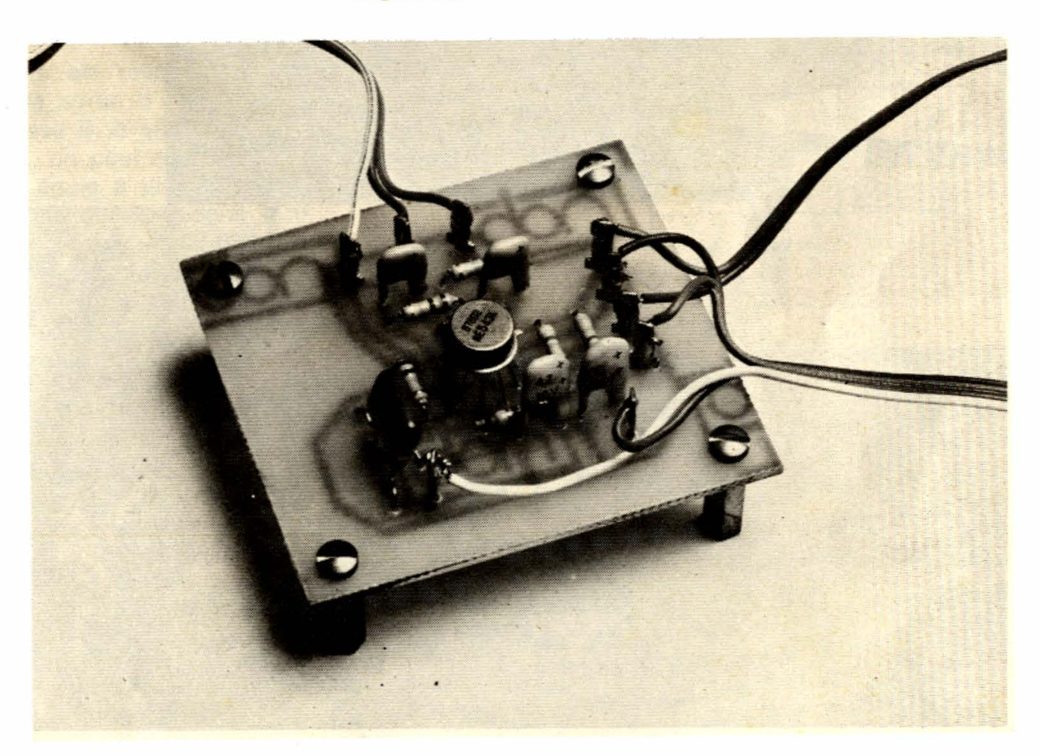


Figure 4a

Figure 4b



Le récepteur

Nomenclature

Résistances

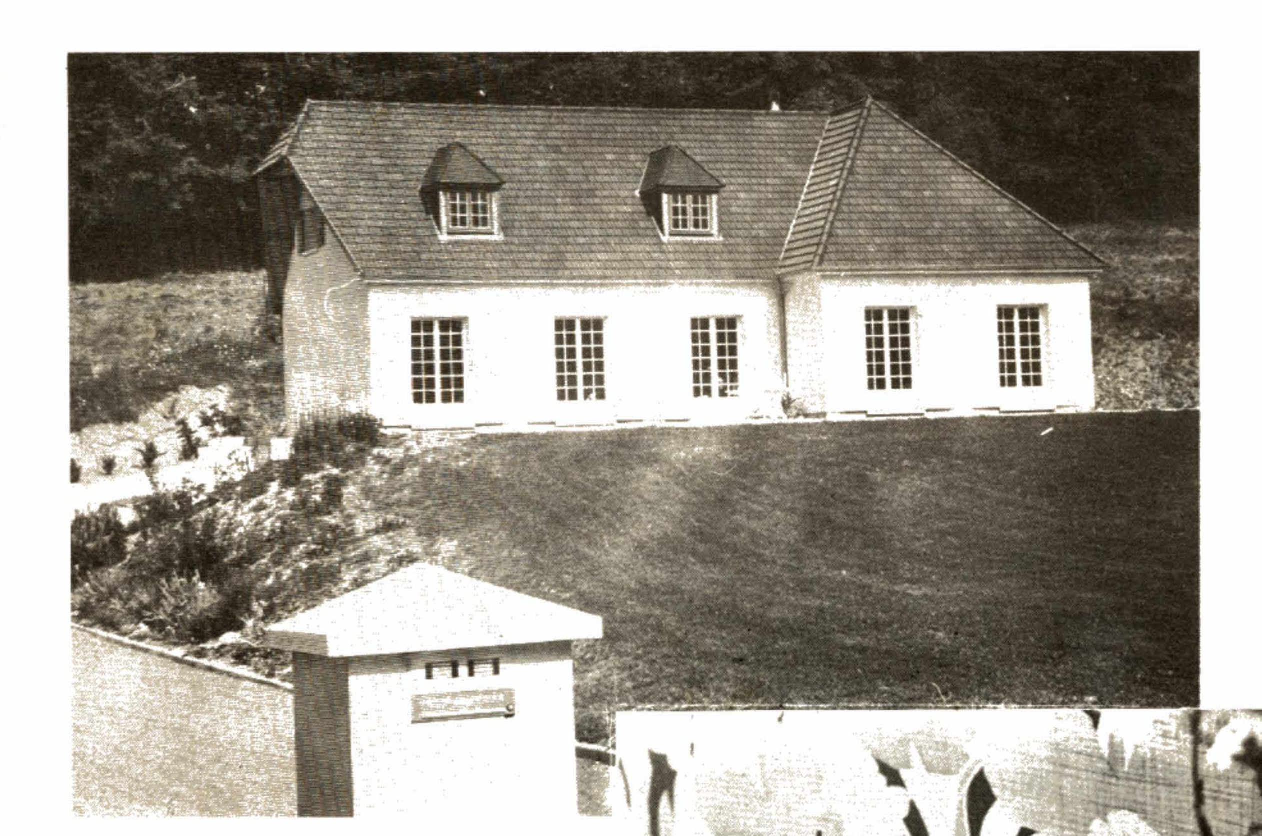
2 × 33 Ω ¼ W
1 × 3,3 KΩ ¼ W
1 × 4,7 KΩ ¼ W
1 × 10 KΩ ¼ W
1 × 47 KΩ ¼ W
1 × 68 KΩ ¼ W
2 × 100 KΩ ¼ W

Capacités

1 × 0, 1 µF 40 V
1 × 0,22 µF 40 V
1 × 0,33 µF 40 V
1 × 2, 2 µF 16 V
1 × 4, 7 µF 16 V
1 × 0,56 µF Série 344 Cogeco

Deux potentiomètres de 5 KΩ linéaire, série CP 16 pour circuit imprimé de la Cogeco pour l'émetteur.
Un moteur de 11,5 Ω.
Un CI NE 555
Un CI NE 543
Une BA 220 ou équivalente.

MONTAGES PRATIQUES



INTER-PHONE PORTIER EN DUPLEX AVEC DISPOSITIF D'APPEL

Avec le développement croissant des pavillons individuels et des résidences secondaires, on voit se créer le besoin de pouvoir communiquer sans se déplacer avec une personne qui se présente à la barrière.
Nous vous proposons de décrire ici différents circuits entrant dans la composition d'un interphone fonctionnant en « duplex », c'est-à-dire sans aucune commutation « parole-écoute ». De plus, un soin particulier a été apporté à la conception de cet ensemble, en vue d'accéder à une qualité sonore plus qu'honorable. Le poste extérieur est donc muni d'un micro, d'un haut parleur, et d'un bouton poussoir permettant de déclencher à l'intérieur de la maison un avertisseur sonore pouvant aller de la simple sonnette 220 V au carillon électronique.
Le poste intérieur revêt la forme d'un appareil téléphonique de style quelconque, pourvu que la place à l'intérieur du boîtier permette de loger les circuits nécessaires.
La liaison entre les deux postes se fait par trois conducteurs type « sonnerie ».

I) Fonctionnement du poste extérieur :

Le schéma de principe est donné à la **figure 1.**
Lors de l'appui sur le bouton d'appel, l'un des fils de ligne se trouve relié à la masse, ce qui a pour effet de coller un relais dans le poste intérieur. Ce relais pourra, à son tour, actionner n'importe quel avertisseur.
Le second fil de ligne est relié, dans le poste intérieur, à la sortie d'un module amplificateur classe B, à alimentation unique. Sur ce fil, on peut mesurer une tension continue égale à la moitié de la tension d'alimentation (9 V dans notre prototype) superposée au signal BF destiné au HP. Un condensateur de 220 µF isole la BF pour l'appliquer au HP, et un circuit RC associé à une diode zener extrait de la composante continue la puissance nécessaire au fonctionnement des circuits du poste extérieur.
Après la réponse de l'occupant des lieux, le visiteur peut à son tour (et sans commutation) parler dans le micro dont est muni son poste. Ce micro est en fait un HP miniature doté d'un transfo adaptateur standard. Ce transfo attaque un ampli opérationnel qui, à travers un condensateur d'isolement, envoie le signal BF amplifié sur le fil de ligne servant également au bouton d'appel. Les fils « aller » et « retour » étant indépendants, une conversation en duplex intégral peut s'établir, exactement comme au téléphone.

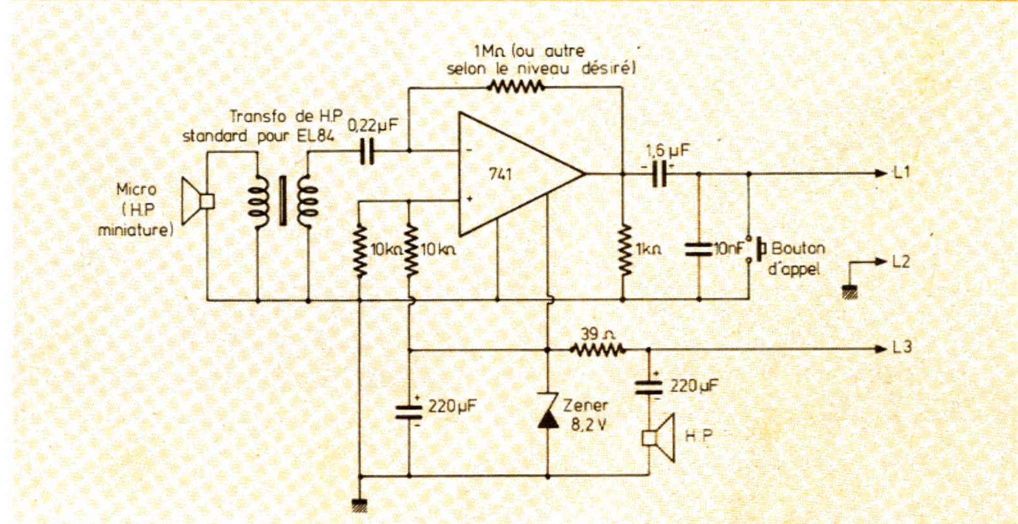
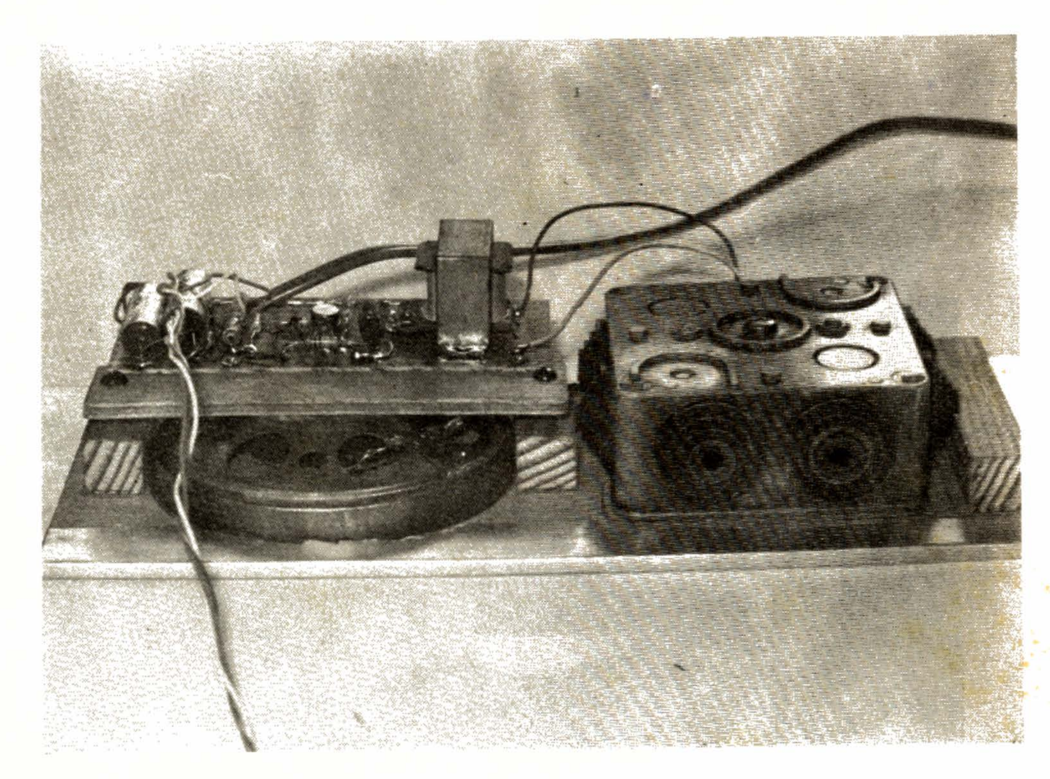


Figure 1 : Schéma du poste extérieur.


Le montage du poste extérieur. On remarquera la boîte d'isolation phonique du HP servant de micro.

II) Fonctionnement du poste intérieur :

Le schéma de principe est donné à la **figure 2.**
Le poste intérieur se compose essentiellement de l'ampli de puissance dont il a déjà été question (notre prototype utilise un circuit intégré 10 watts SI 1010 G de Sanken) et qui se trouve connecté, à travers un transfo d'adaptation

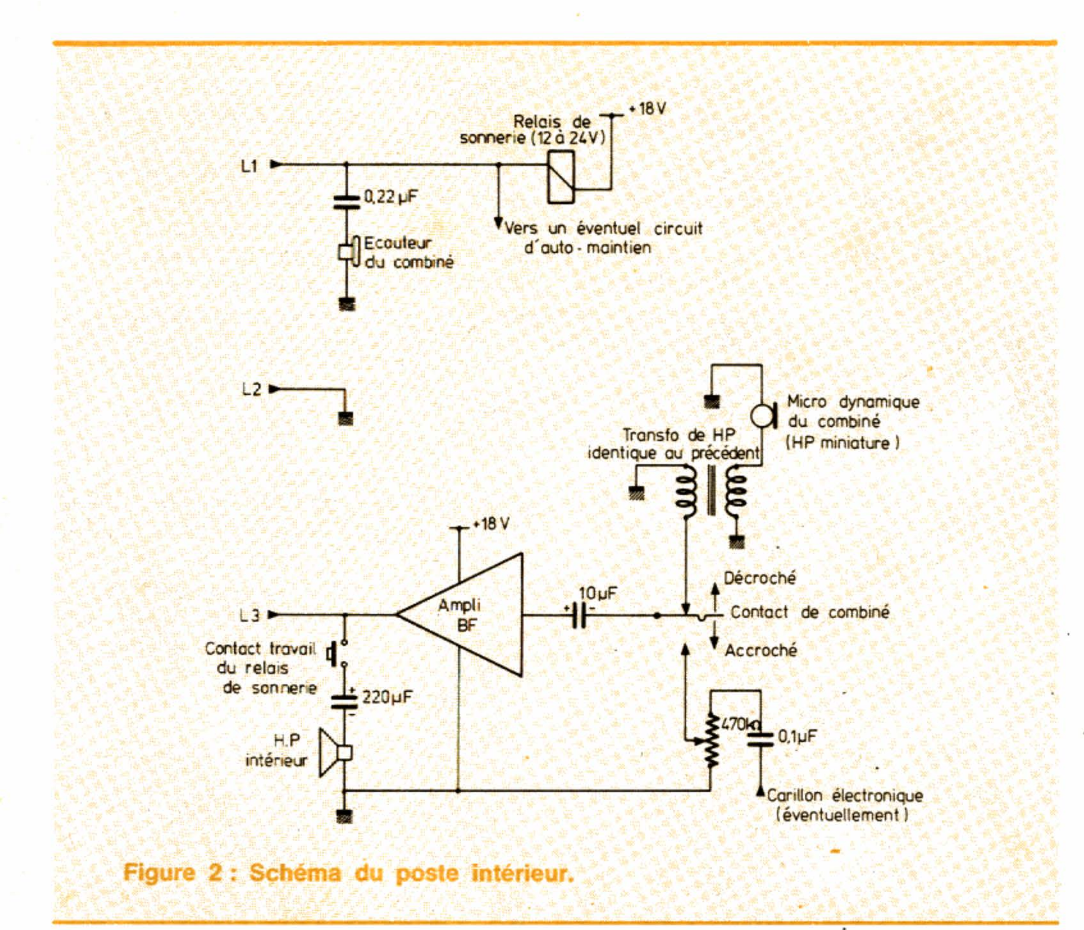
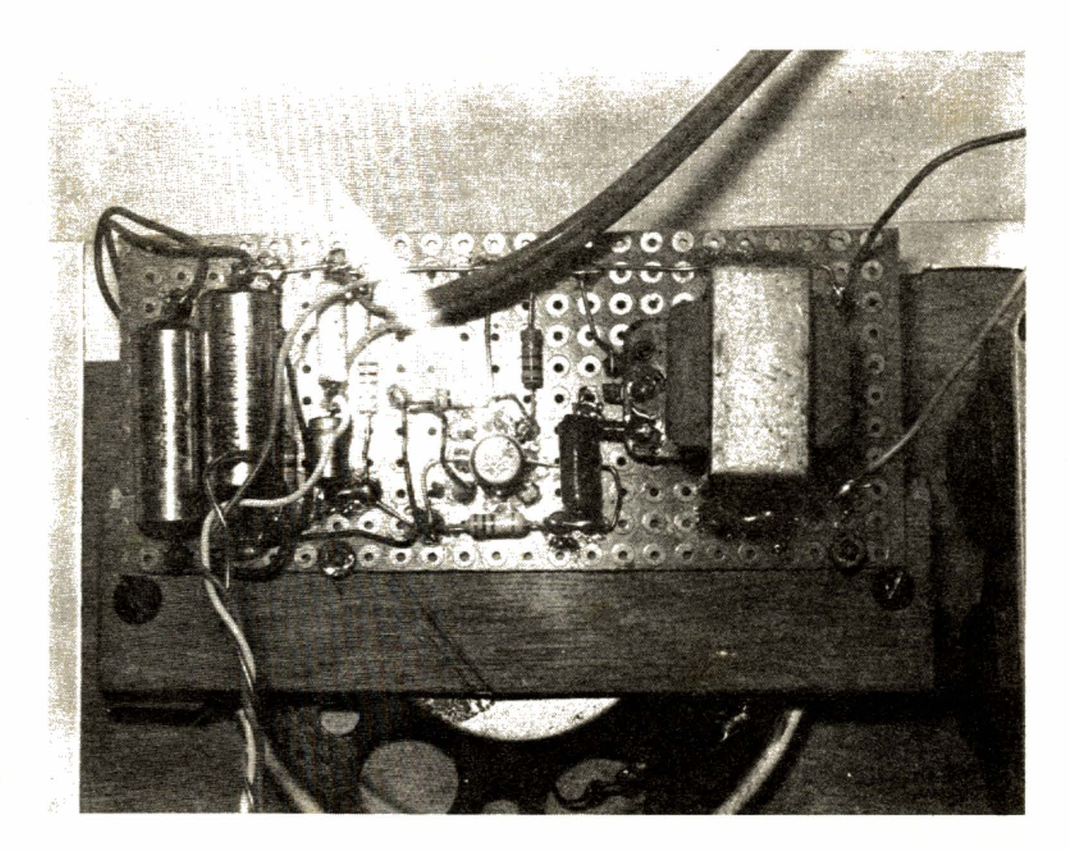


Figure 2 : Schéma du poste intérieur.



Le circuit électronique du poste extérieur.

classique, au HP miniature servant de micro dans le combiné téléphonique lorsque ce dernier est décroché, et, quand il est raccroché, à la sortie BF d'un éventuel carillon électronique. Un haut parleur situé à un endroit approprié de la maison sera connecté, à travers un condensateur d'isolement (220 µF) à la sortie de l'ampli par un contact travail du relais d'appel, donc uniquement pendant le fonctionnement du carillon électronique. Un condensateur (0,22 µF) relie l'écouteur du combiné au fil de ligne véhiculant l'appel et la BF en provenance du poste extérieur.

L'alimentation secteur (transfo 12 V, pont redresseur, condensateur 2200 µF) pourra être logée, suivant la place disponible, soit dans le poste téléphonique intérieur, soit dans le coffret du HP intérieur.

III) Réalisation pratique :

Les divers circuits décrits ici sont très simples, et peuvent être câblés selon n'importe quelle méthode convenant à la place disponible dans les postes intérieur et extérieur. Les photos accompagnant cet article donnent un exemple de réalisation possible sur circuits imprimés et plaquette à pastilles. Le poste extérieur sera réalisé en prenant toutes les précautions utiles contre les entrées d'humidité et la corrosion. La masse sera reliée à une prise de terre sérieuse.

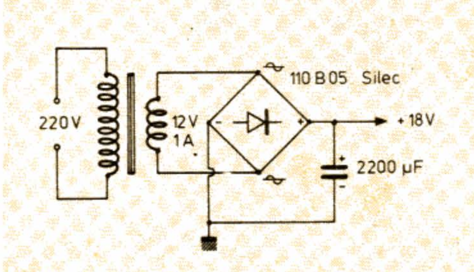


Figure 3 : Schéma de l'alimentation.

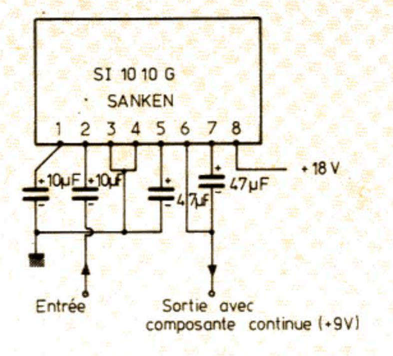


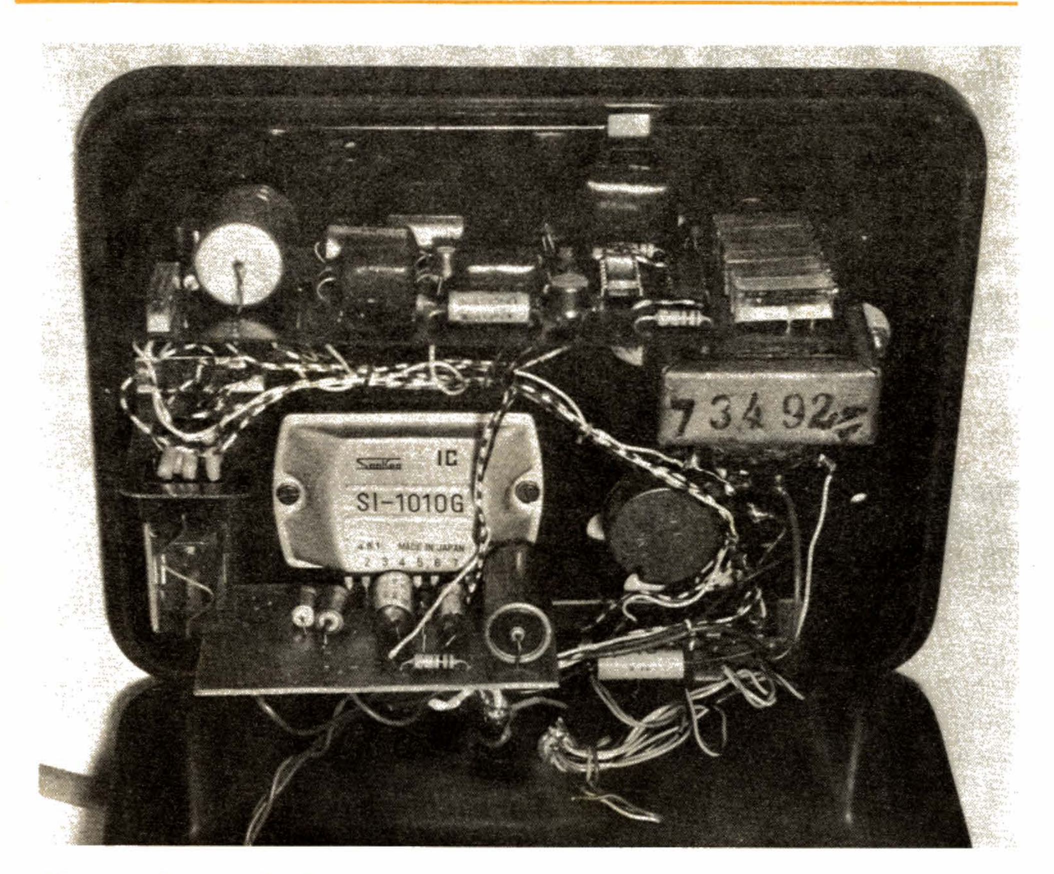
Figure 4 : Schéma de branchement de l'amplificateur BF.

On choisira un HP de dimensions raisonnables (par exemple 12 cm ∅) afin de profiter de l'excellente qualité sonore que l'on peut obtenir avec ce montage. Le HP servant de micro sera isolé de son voisin du point de vue acoustique afin d'éviter tout effet Larsen.
Les **figures 3 et 4** donnent respectivement le schéma de l'alimentation et le mode de branchement de l'amplificateur.

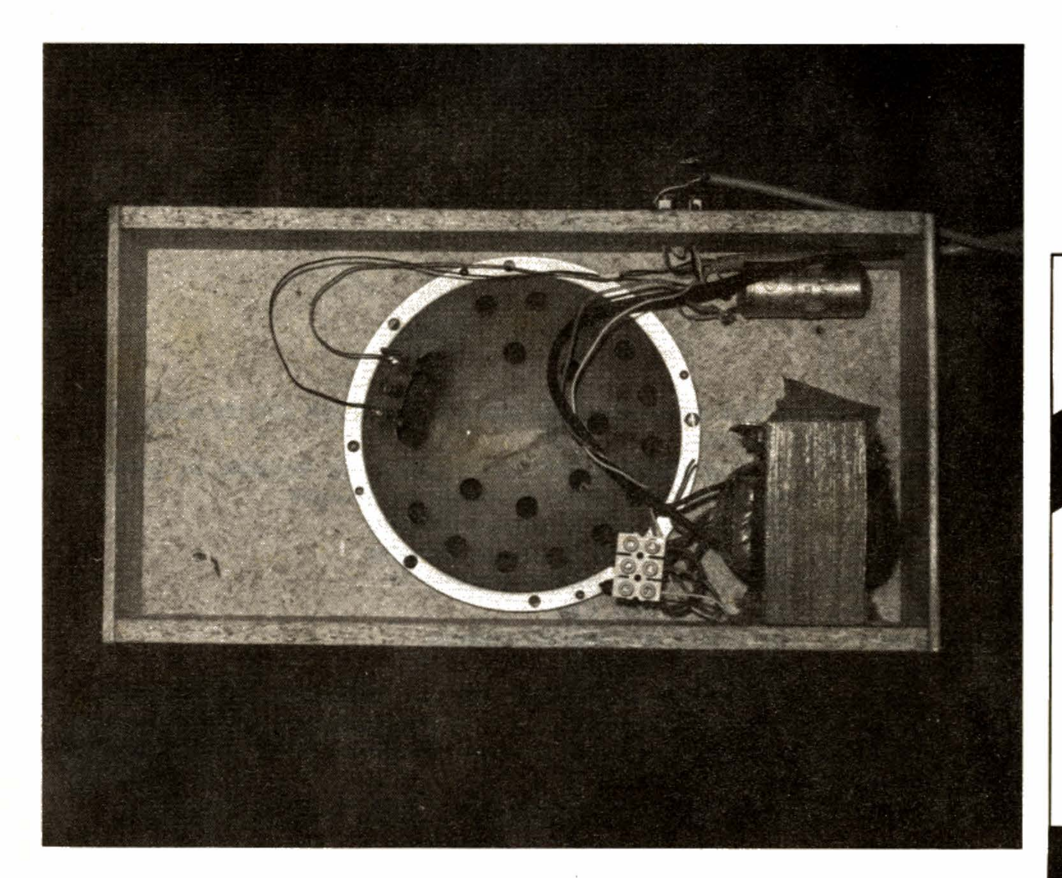
IV) Conclusion :

Cet ensemble permet de réaliser assez simplement une liaison duplex de bonne qualité entre une maison et une barrière, avec possibilité de transmettre un appel sonore, au moyen d'un câble (genre câble téléphonique) à 3 conducteurs non blindés. Il rendra d'appréciables services à son possesseur, surtout la nuit ou par mauvais temps.

Patrick GUEULLE.



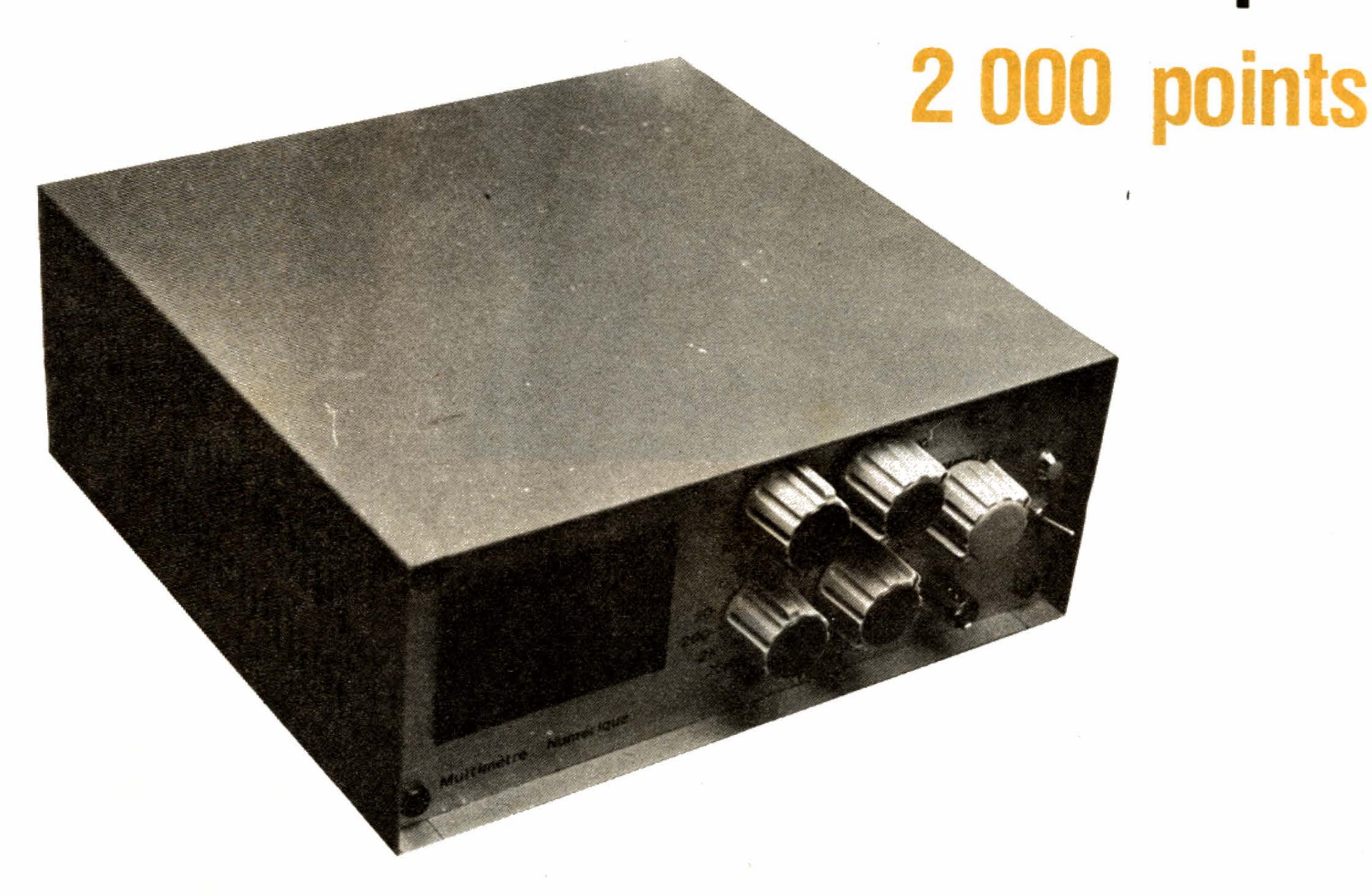
Montage du poste intérieur : au premier plan, le circuit du carillon électronique.



Le coffret recevant le HP intérieur et l'alimentation.

MONTAGES PRATIQUES

Réalisation d'un multimètre numérique 2 000 points



Les appareils à affichage digital présentent de nombreux avantages par rapport aux appareils de mesure à cadre mobile : facilité, rapidité et précision de la lecture.
Le prototype décrit ici, est réalisé d'après une note d'application Siliconix. Dans sa version la plus complète le multimètre a six fonctions élémentaires et un total de 36 gammes de mesure.

— Tensions continues	5 gammes	200 mV à 2000 V pleine échelle
— Tensions alternatives	5 gammes	200 mV à 2000 V pleine échelle
— Intensités continues	8 gammes	200 nA à 2 A pleine échelle
— Fréquencemètre	5 gammes	20 Hz à 200 KHz
— Ohmmètre	6 gammes	20 Ω à 2 MΩ pleine échelle
— Capacimètre	7 gammes	100 pF à 100 μF

La rapidité de cet appareil est justifiée par la fréquence de conversion du convertisseur analogique-numérique : 12 mesures par seconde. Pour la fonction voltmètre AC ou DC le commutateur automatique de gammes augmente la rapidité du comptage, la résistance du pont diviseur d'entrée étant commutée automatiquement en un temps maximal de 4/10 s.
La précision obtenue est similaire à celle des meilleurs appareils de ce type : 0,05 % de la lecture + ou — 1 bit.
L'impédance d'entrée, supérieure à 1000 MΩ sur les gammes 200 mV AC et DC et 100 MΩ sur les autres gammes permet d'effectuer des mesures sans perturber le fonctionnement du circuit en essai.

I) Alimentation

Préliminaires

Modification du transformateur.
Le transformateur d'alimentation utilisé est d'un type très courant : 36 VA, 110-220 V au primaire, et existe en plusieurs versions au secondaire : 36 V, 2 fois 12 V, etc.
Les modifications à apporter doivent être menées avec le plus grand soin. La permière opération consiste à démonter les tôles en EI, la seconde à dérouler le secondaire en comptant le nombre de spires. Pour une tension secondaire V, on compte N spires, on a donc : r =N/V spires/volts. Il s'agit alors de rebobiner le transformateur en commençant par les deux enroulements de 12 V équivalents à un enroulement de 24 V à point milieu, soit 2 fois 12 N/V spires pour transformateur quelconque ; 2 fois 60 spires dans le cas du transformateur utilisé. On bobine ensuite un enroulement de 6 N/V spires (6 V), puis un dernier enroulement de 1 N/V spires ; ce dernier est peu critique mais il doit comporter un nombre minimal de 0,01 N/V spires et maximal de 3 N/V spires. Tous les bobinages seront exécutés à spires jointives avec du fil de cuivre émaillé de 5/10, ou à défaut, avec le fil d'origine. On prendra soin d'isoler les différentes couches avec du papier suffisamment rigide pour faire disparaître les inégalités, et de rembobiner tous les enroulements dans le sens d'origine. Le schéma général de l'alimentation est donné **figure 1.**

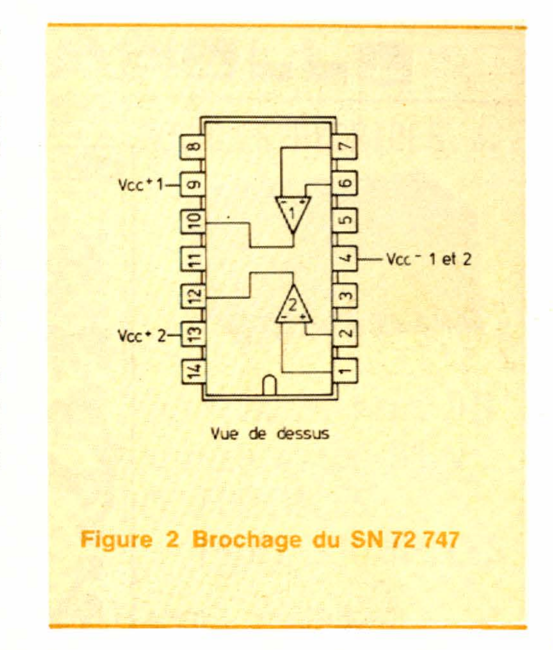


Figure 2 Brochage du SN 72 747

Alimentation ± 12 V

Pour répondre à des impératifs d'encombrement et de stabilité, on utilise un double amplificateur opérationnel 741 : SN 72747 dont la **figure 2** donne le brochage. Le montage proposé permet d'obtenir une tension régulée + Vcc et une tension — Vcc suivant exactement les variations de la tension + Vcc. L'entrée inverseuse de l'ampli opérationnel 1 est maintenue à un potentiel : + Vcc

Figure 1 Schéma complet de l'alimentation

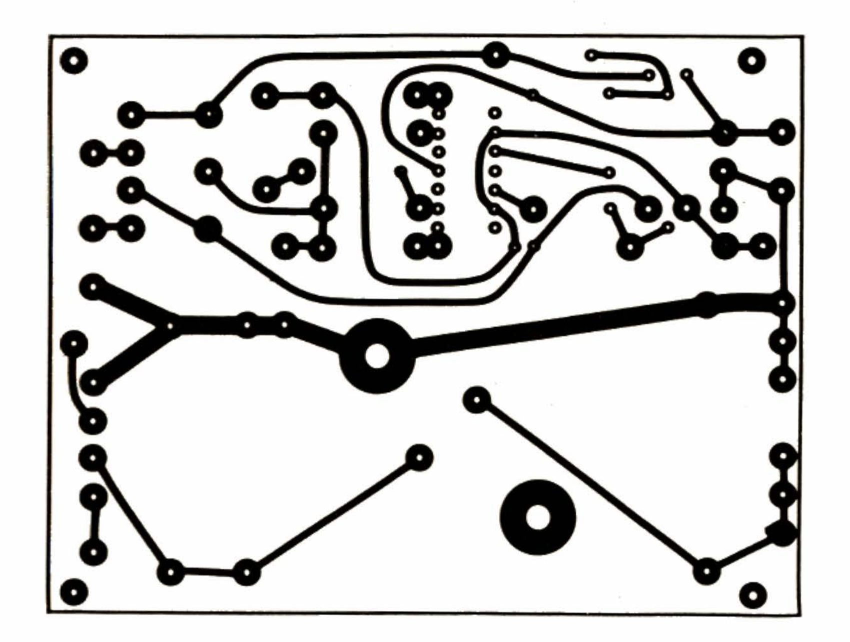


Figure 3

RADIATEUR POUR TO3

6 V~

12 V~

12 V~

P2 C5 C7 SFC 2309R C6

C1 C2 P1 R3 R6 R5 R4 R7 R1 SN72741 R2 Z1 Z2 Z3 R8 R9 C3 C4 T1 T2 B C E

+ 5V

0 V

+ 12 V

0 V

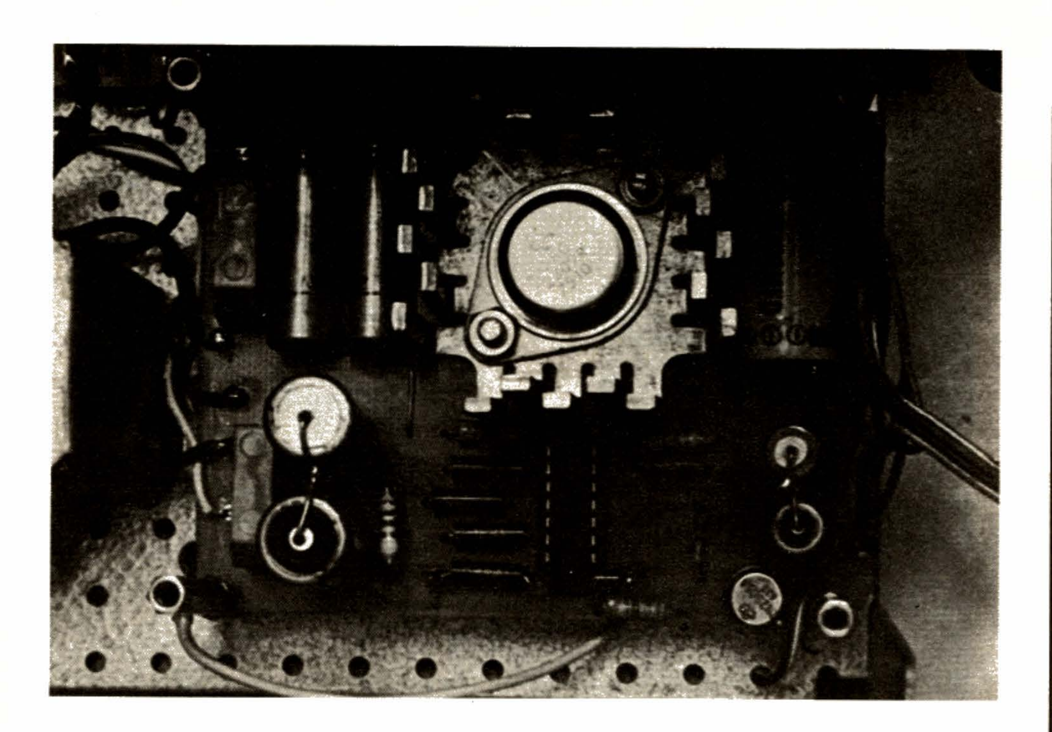
-12 V

4 TROUS DE FIXATION ϕ 3

B 80 C 1500
− ∿ + ∿

ECH : 1

Figure 4



Vue de l'alimentation terminée

— 6 V = 6 V, et l'entrée non inverseuse à R5 Vcc/R3 + R4 + R5 = 6 V. Une augmentation de la tension de sortie provoque une diminution de la tension différentielle d'entrée, d'où une diminution du courant de sortie + Vcc. Le régulateur — 12 V fonctionne suivant le principe de l'inverseur au gain unité, ce qui fait que l'alimentation — 12 V suit exactement les variations de l'alimentation + 12 V. L'alimentation + 5 V est réalisée de la manière la plus simple puisque l'on a recours à un régulateur SFC 2309 R. Pour minimiser les pertes, la tension continue redressée et filtrée # 9 V = est due à l'enroulement supplémentaire de 6 V, de préférence à une tension # 17 V =, provenant d'un des bobinages 12 V. Le signal disponible aux bornes des cinq dernières spires sera appliqué à l'entrée de l'horloge à accrochage de phase.

Réalisation

Les **figures 3 et 4** donnent respectivement le tracé du circuit imprimé et l'implantation des composants.

La photo donne l'aspect de l'alimentation terminée.

a) **Nomenclature de l'alimentation**

C_1 = 220 µF 25 V
C_2 = 220 µF 25 V
C_3 = 22 µF 25 V
C_4 = 22 µF 25 V
C_5 = 220 µF 25 V
C_6 = 100 µF 10/12 V
C_7 = 220 µF 25 V

R_1 = 23,7 K 1 %
R_2 = 23,7 K 1 %
R_3 = 2,2 K
R_4 = 10 K 1 %
R_5 = 12,1 K 1 %
R_6 = 820 Ω
R_7 = 12,1 K 1 %
R_8 = 6,8 K
R_9 = 6,8 K

T_1 = 2 N 2219
T_2 = 2 N 2905
Z_1 = 1 N 753
ou Zener 6 V 400 mW
Z_2 = 1 N 759
Z_3 = 1 N 759
ou Zener 12 V 400 mW
SFC 2309 R (Sesco)
SN 74127 (Texas)
P_1 = B 80 C 1500 (ITT)
P_2 = B 80 C 1500 (ITT)
Résistances Sfernice RCMS 05 par exemple.

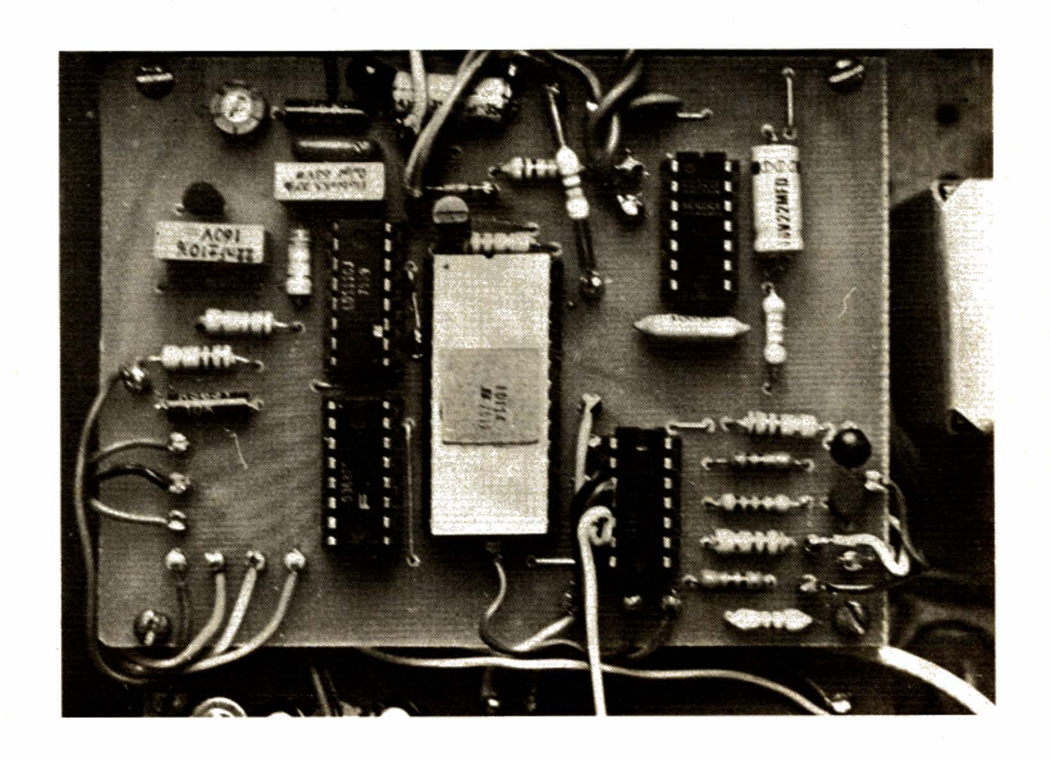
II) Convertisseur « Analogique-Numérique »

Pour un coût inférieur à 150 F, les circuits Siliconix LD111 et LD114 permettent de réaliser simplement la conversion analogique digital. Leur schéma synoptique est donné à la **figure 5.**

Principe de fonctionnement

La **figure 6** donne le schéma complet du voltmètre.

La conversion est réalisée en deux temps. Un tiers du temps, soit 2048 périodes d'horloge, est utilisé pour la compensation de zéro, deux tiers du temps, 4096 périodes d'horloge, pour la mesure proprement dite. 6144 tops horloge, correspondants à une fréquence horloge fh, seront donc nécessaires pour effectuer une mesure. Le prototype réalisé exécute 12 conversions par seconde, donc fh = 73,72 KHz. En compensation de zéro, l'entrée du buffer du LD111 est à la masse, l'interrupteur U/D est actionné par la logique du LD114 à une fréquence fh/8 ; l'interrupteur M/Z est fermé. On assure de cette manière un courant moyen de charge de la capacité Cint, nul.



Le convertisseur analogique numérique

Figure 5

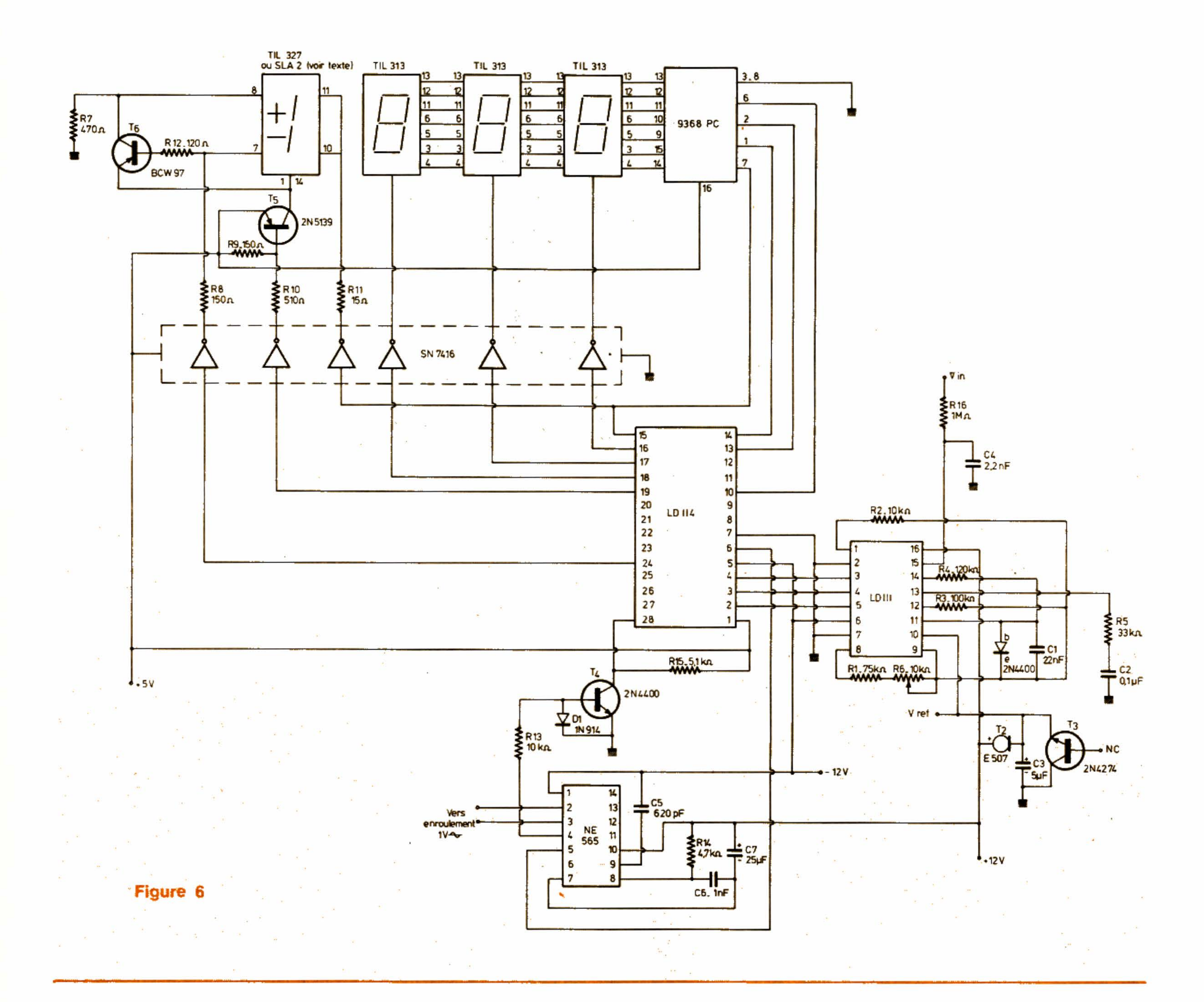


Figure 6

Pendant la phase mesure, la tension à mesurer est appliquée à l'entrée du buffer du LD111, interrupteur M/Z ouvert. L'interrupteur U/D est actionné par la logique de contrôle de manière à rétablir le déséquilibre produit par le courant de sortie du buffer dans R2. On compte donc le nombre de charges élémentaires nécessaires à rétablir le déséquilibre créé par une tension proportionnelle à Vin car à une période horloge est associée une valeur de charge élémentaire. La charge finale du compteur N est donnée par la relation N = RI 8192/R2. Vref, Vin ou Vin est la tension à mesurer, 8192 un terme provenant du fait que la phase mesure est exécutée pendant 4096 périodes horloge, Vref, la tension de référence obtenue grâce au transistor à effet de champ E 507 Siliconix, dont les broches G et S sont court-circuitées intérieurement, équivalent à une source à courant constant, R1 et R2, les résistances dont le choix déterminera la valeur de la gamme la plus sensible, en prenant R2 = 10 KΩ, R1 = 83 KΩ, cette valeur est fixée à 200.0 mV. Pour minimiser l'erreur sur le comptage, les résistances R1 et R2 devront être à haute stabilité. On prendra de préférence des composants de précision à 1 % ayant un faible coefficient de température. R2 sera réalisée avec une résistance ajustable et une résistance « talon », de manière à pouvoir ajuster précisément le compteur. Les sorties digits D1, D2, D3, D4, sont disponibles aux bornes 16, 17, 18, 19 et l'on obtient sur les sorties B1, B2, B3, B4 les bits de reconnaissance. Ces informations sont décodées, par le circuit 9368 Fairchild puis transmises aux afficheurs TIL 313.

Parallèlement, ces mêmes informations peuvent composer un signal sous gamme et un signal dépassement de la capacité du compteur. Pour le **signal sous-gamme,** on effectue B4D4 et pour le signal de **dépassement** D1 + D2 + D3 + D4. Les cinq informations de base : D1 à D4 et

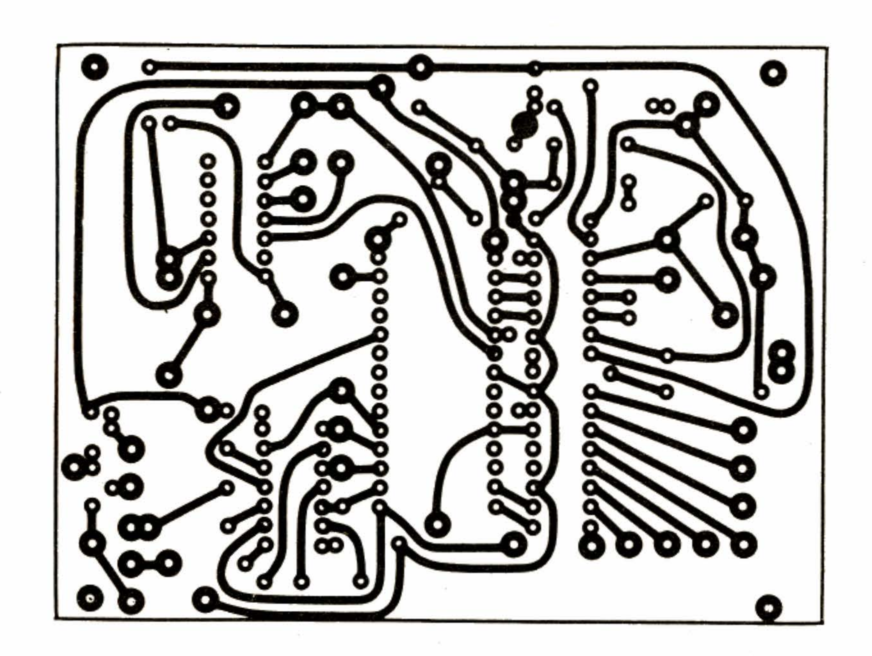


Figure 7

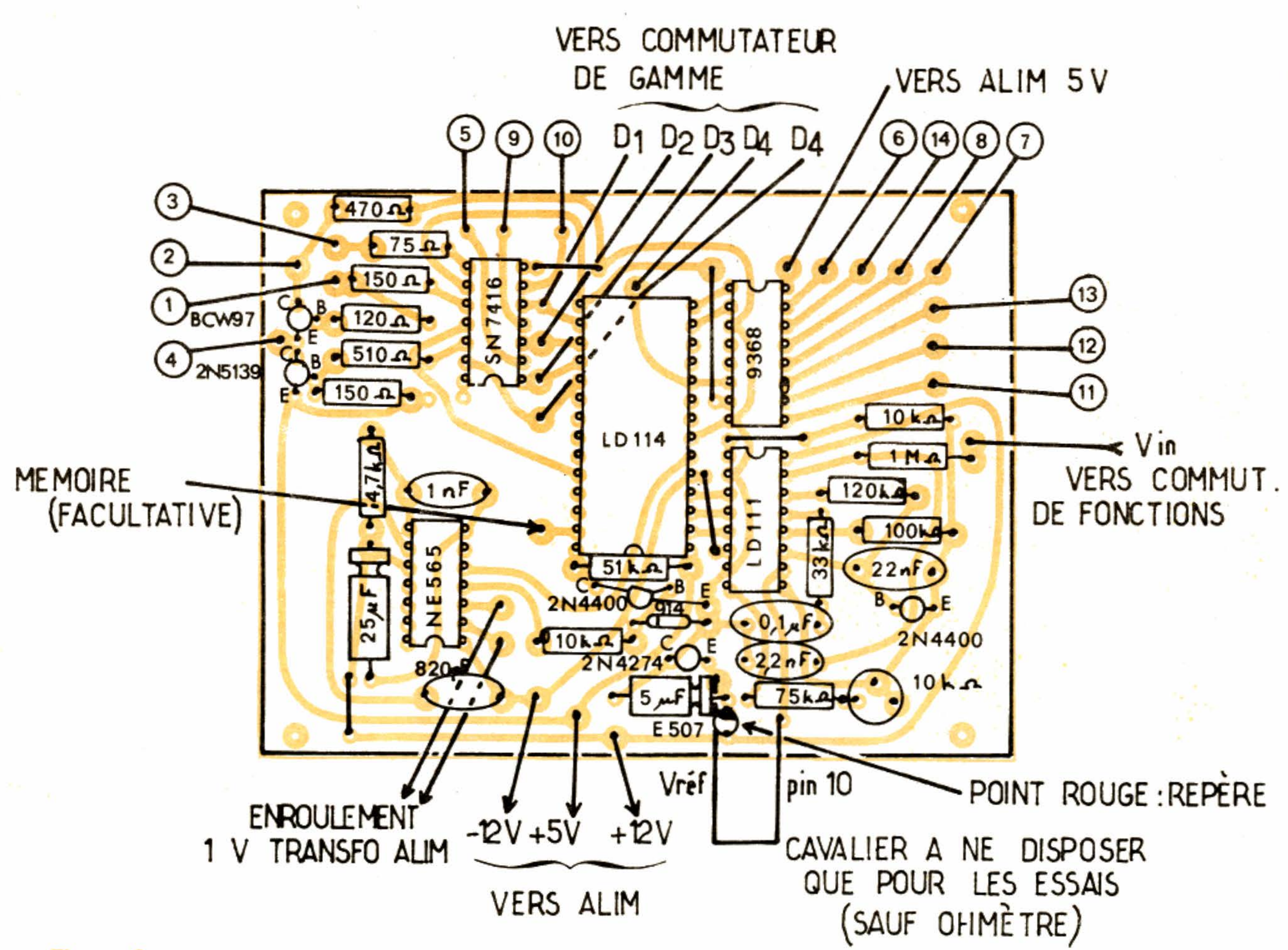


Figure 8

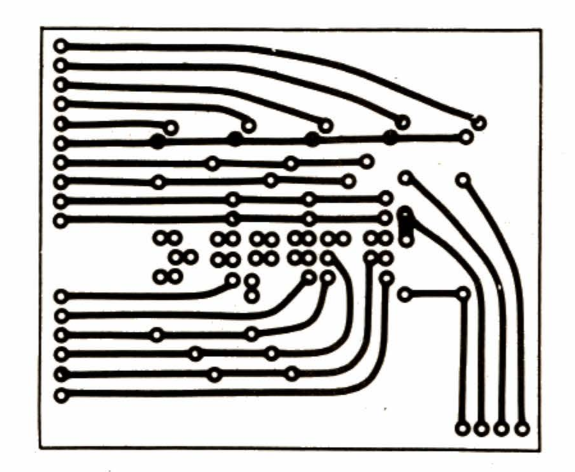


Figure 9

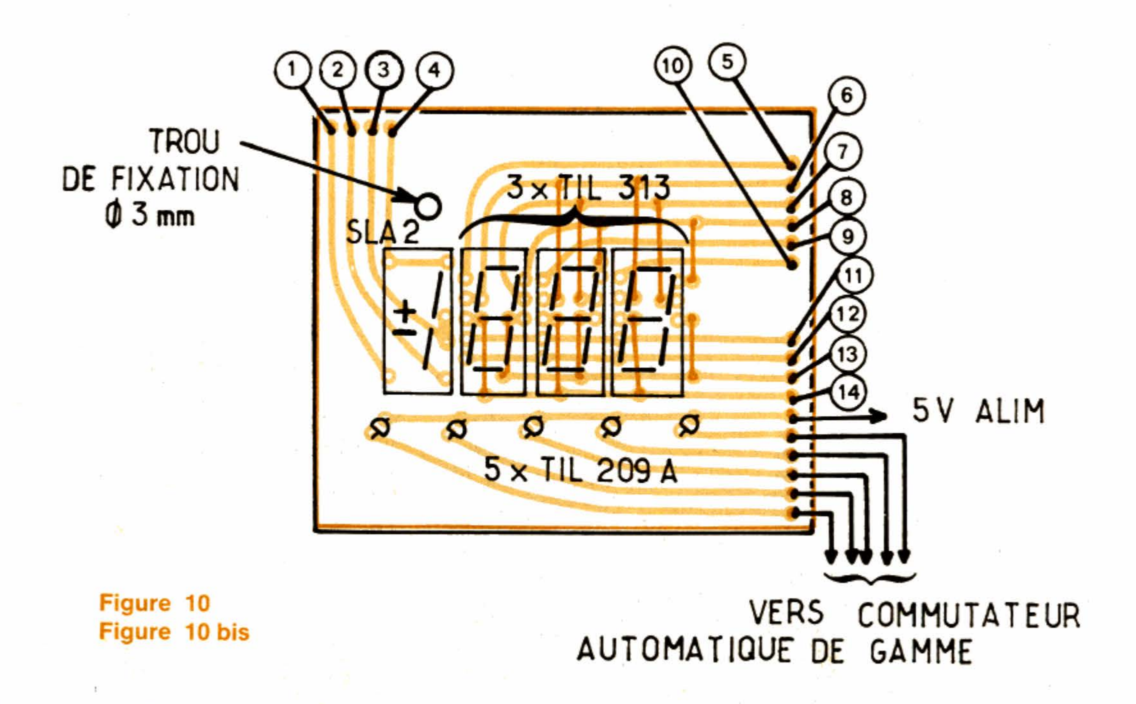


Figure 10
Figure 10 bis

B4 serviront donc de commande au commutateur automatique de gamme.
Il est à noter que l'information de polarité est disponible sur la broche 24, ce qui permet de réaliser un affichage automatique de la polarité, et qu'en appliquant — 12 V sur l'entrée mémoire du LD114, broche 27, l'information numérique peut être conservée indéfiniment, alors qu'en l'absence de connexion ou à la masse les informations défilent à la cadence de mesure.

Réalisation pratique

Le circuit a été scindé en deux parties, une partie logique et analoque dont la **figure 7** représente le circuit côté cuivre et la **figure 8** l'implantation des composants, et une partie afficheurs dont le circuit imprimé est représenté **figure 9** et l'implantation **figures 10** et **10 bis.** Les afficheurs, sept segments utilisés, cathodes communes, n'ayant qu'un point décimal branché intérieurement, on a recours à cinq Led TIL 209 A pour visualiser l'état du commutateur de gamme. Ces cinq diodes seront soudées, ainsi que les quatre afficheurs, sur le circuit imprimé, **côté cuivre ;** les cavaliers sont plaqués sur la face opposée.

La photo montre la partie logique, analogique câblée.

Les figures 11, 12 et 13 donnent les schémas électriques de branchement des afficheurs SLA 2 - TIL 327 et TIL 313.

Note

Remplacement de l'afficheur SLA 2 ou similaire.
Les afficheurs de ce type possèdent deux diodes distinctes pour le signe — et le signe +. Il peut exister certaines difficultés quant à l'obtention d'un afficheur du type SLA 2. Nous proposons donc une solution permettant l'adaptation de n'importe quel type d'afficheur $+ \infty \pm 1$ pourvu qu'il soit équipé de diodes montées en anodes communes.
De nombreuses marques telles que Texas, Mosanto, Dialight, Litronix, Fairchild, etc., proposent des afficheurs ayant les signes + et — combinés.
Le remplacement de l'afficheur n'implique aucune modification du tracé des pistes arrivées du circuit de base : convertisseur A/N.

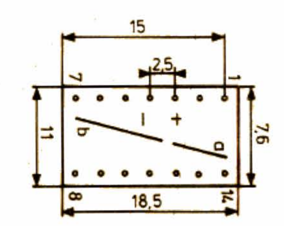


Figure 11 a

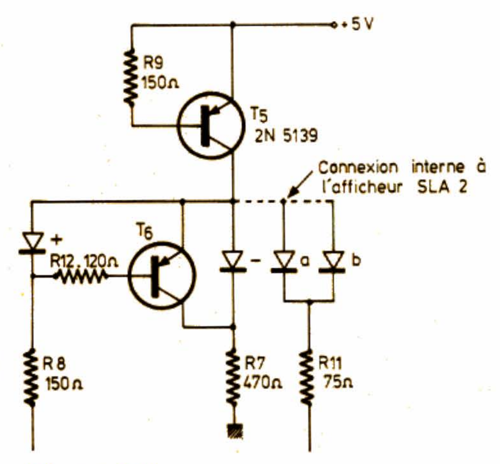


Figure 11 b

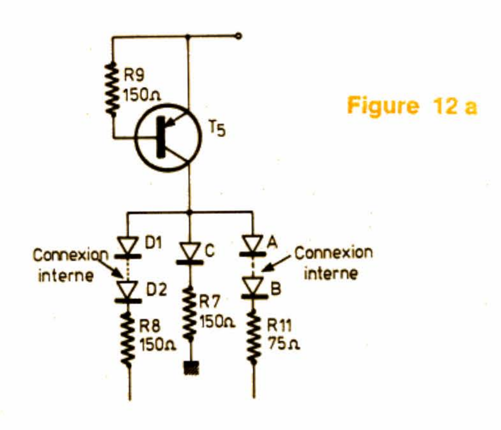


Figure 12 a

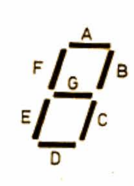


Figure 13

Figure 12 b

Figure 11
Afficheur SLA 2 OPCOA
1 anode +
7 cathode +
8 cathode —
10 cathode b
11 cathode a
14 anode a, b, —.
2, 3, 4, 5, 6, 9, 12, 13 pas connectés ces fils seront coupés au ras du boîtier.

Figure 12
Afficheur Til 327 Texas
même numérotage des broches
1 anode D_1, anode C
7 cathode D_2
8 cathode C
10 cathode B
14 anode A
2, 3, 4, 5, 6, 9, 11, 12, 13 pas connectés, et seront coupés au ras du boîtier.

Figure 13
Afficheur TIL 313 Texas
même numérotage
2,9 cathode commune
3 anode F
4 anode G
5 anode E
6 anode D
11 anode C
12 anode B
13 anode A
Les broches non connectées 1, 7, 8, 10, 14 seront coupées au ras du boîtier. On utilise une seule cathode broche 2. On coupera donc la broche 9.

Note : tous les afficheurs ont les mêmes caractéristiques mécaniques (taille et disposition des broches de sortie).

Pour équiper le multimètre d'un afficheur TIL 327 par exemple il suffira d'éliminer T_6 et R_{12} et de remplacer la résistance R_7 valant 470 Ω par une résistance de 150 Ω, T_6 et R_{12} n'étant utilisés que pour « éteindre » la LED visualisant le signe — quand le + est allumé.
Il sera nécessaire, par contre, de modifier le circuit imprimé recouvrant les afficheurs en fonction de la disposition des broches de sortie de l'afficheur adopté. ■

La fin de cette étude paraîtra dans le prochain numéro

b) **Nomenclature du voltmètre et de l'affichage**

R_1 = 75 K 1 % Sfernice.
R_2 = 10 K 1 % Sfernice.
R_3 = 100 K
R_4 = 120 K
R_5 = 33 K
R_6 = 10 K T7YA Sfernice
R_7 = 470 Ω
R_8 = 150 Ω
R_9 = 150 Ω
R_{10} = 510 Ω
R_{11} = 75 Ω
R_{12} = 120 Ω
R_{13} = 10 K
R_{14} = 4,7 K
R_{15} = 5,1 K
R_{16} = 1 MΩ

T_1 = 2 N 4400 NS
T_2 = E 507 (Siliconix)
T_3 = 2 N 4274
T_4 = 2 N 4400 National
T_5 = 2 N 5139 (Moto)
T_6 = BCW 97 (Sesco)

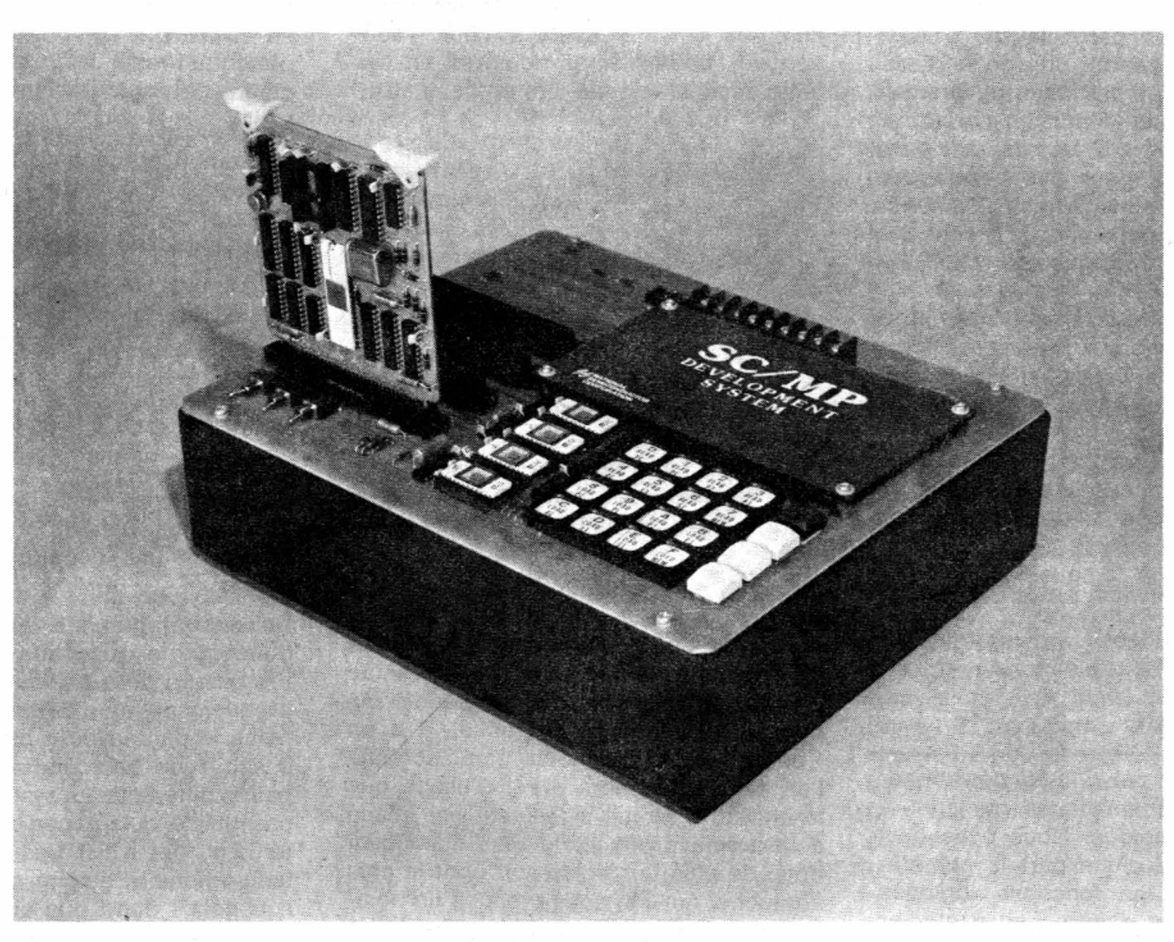
C_1 = 22 nF
C_2 = 0,1 µF
C_3 = 5 µF 10/12 V
C_4 = 2,2 nF
C_5 = 820 pF
C_6 = 1 nF
C_7 = 25 µF 25 V

D_1 = IN 914

LD 111 (Siliconix) Scaib ou Almex
LD 114 (Siliconix) Scaib ou Almex
SN 7416 (Texas) Radio-Voltaire
NE 565 (Signetics) Radio-Voltaire
9368 (Fairchild) Radio-Voltaire
sur commande ou RTF.
3 Afficheurs TIL 313 (Texas) Radio-Voltaire
1 Afficheur SLA 2 (Opcoa) Tekelec-Airtronic

MPU

INITIATION AUX MICROPROCESSEURS



Les microprocesseurs pénètrent de plus en plus dans le monde de l'électronique. Ils ont tout d'abord conquis l'électronique dite professionnelle et commencent à entrer dans l'électronique dite « grand public ». Les premiers à avoir ouvert leurs études à ce nouveau système sont les électroniciens de formation informatique. En effet les microprocesseurs revêtent tout leur intérêt dans la puissance des moyens de programmation qu'ils peuvent supporter.
Le but de cet article est d'expliciter le concept de microprocesseur sous un aspect de logique électronique. Il s'adresse donc à tous les électroniciens professionnels ou amateurs qui ont les notions de base de la logique. L'approche qui va en être faite ici n'est ni historique, ni théorique, ni pratique. Elle est comme nous l'espérons démonstrative et doit permettre de lever le voile qui couvre ce qui apparaît encore pour beaucoup comme une « boîte noire ». Une fois muni de la structure « matériel » ou physique du microprocesseur nous verrons que l'aspect « logiciel » ou informatique en découle ou plus exactement s'impose à nous dans la mesure où l'on voudra conférer au système toute la puissance, toute la souplesse et toute l'exploitabilité que la structure matérielle autorise.

I) Généralités

Nous commencerons cette étude par des rappels généraux sur les circuits de commutation, sur la logique combinatoire et sur la logique séquentielle. Mais plus que des rappels, les concepts qui y seront énoncés permettront d'introduire les caractéristiques techniques et économiques qui aident l'utilisateur à faire choix des moyens qu'il emploiera pour résoudre son problème. Enfin et tel que nous nous y sommes engagés quelques lignes plus haut, c'est avec la même représentation schématique, le même vocabulaire, le même processus de pensée que nous introduirons le microprocesseur.
Il existe aujourd'hui un grand nombre de microprocesseurs sur le marché. Ils ont chacun leurs particularités et leur domaine d'application privilégié. Aussi nous nous attacherons dans ce premier article à n'en citer aucun en particulier mais à étudier ce qui est constant dans chacun d'eux. Si pour des besoins de compréhension nous sommes amenés à introduire des notions qui ne sont pas générales nous l'indiquerons explicitement.
Enfin pour illustrer cette étude, nous donnons de nombreux exemples. Nous ne saurions trop conseiller au lecteur de les approfondir dans le détail et de s'y référer lorsqu'une explication théorique ne lui paraîtra pas évidente. Rien en effet n'est inaccessible dans tout ce qui est développé ci-dessous, à qui possède les notions de base de l'électronique ou de la logique.

II) La logique

Il n'est nullement prévu ici de développer les théories mathématiques qui sont à la base de la logique. Nous nous bornerons à décrire d'une part la numération binaire et les fonctions logiques fondamentales, et d'autre part à étudier dans leurs applications les circuits de commutation. Tout ce prologue est destiné à introduire le microprocesseur comme un tel circuit qui est de ce fait constitué de fonctions logiques élémentaires et opère sur des expressions binaires.

La numération binaire

La numération binaire est un système de base 2. Dans ce système un nombre ou plus généralement une expression s'exprime avec des 1 ou des 0. Il est donc possible de compter dans un tel système. Ainsi la suite des dix premiers nombres s'écrit :

0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001

ect.

Comme dans le système décimal, les opérations d'addition, de multiplication, de division ou de soustraction peuvent être exécutées entre deux ou plusieurs nombres. Pour illustrer cela, il est donné ci-dessous un exemple d'addition de deux nombres binaires avec, à côté, l'addition des deux mêmes nombres en système décimal, c'est-à-dire en base 10.

Retenue	1	11
	27	0011011
	35	100011
	—	———
	62	0111110

Il est à noter que lorsque le résultat de l'addition de deux chiffres appartenant respectivement aux deux nombres excède un chiffre il y a lieu de reporter une retenue telle qu'il est fait mention dans l'exemple. La méthode d'utilisation de cette retenue est identique dans le système binaire et dans le système décimal.

Un nombre, de quelque base que ce soit est composé d'un ensemble de chiffres. Suivant la position qu'occupe un chiffre donné dans un nombre, il représente une valeur plus ou moins grande ou, pour employer le mot habituel, il a un « poids » plus ou moins fort. Lorsque l'on écrit un nombre il est d'usage que le chiffre le moins significatif soit placé à l'extrême droite et le plus significatif donc de plus fort poids soit écrit le plus à gauche. Ainsi si nous prenons un nombre décimal, par exemple 1976, nous avons un chiffre d'unité de poids le plus faible, puis un chiffre des dizaines, puis des centaines et des milliers de poids le plus fort. Il en est de même pour les nombres binaires.

Cette notion de poids, corrélative à la position d'un chiffre dans un nombre est très importante et aidera considérablement dans la compréhension des microprocesseurs. Le poids qui apparaît jusqu'ici comme qualitatif pour un chiffre, est également quantifiable de la façon suivante :

un 1 placé en première position vaut 1 en décimal ; en seconde position il vaut 2 ; en troisième il vaut 4 en quatrième il vaut 8 et ainsi de suite. Les positions sont comptées en partant de la droite du nombre. Il apparaît immédiatement que si l'on appelle p la position d'un chiffre, la valeur du poids de ce chiffre est égale à 2 (p-1) (multiplication de 2 par lui-même p-1 fois). Pour plus de simplicité il est d'usage d'appeler la première position : position de poids 0, la seconde devenant de ce fait la position 1 et ainsi de suite. Dans ces conditions nous pouvons écrire un nombre binaire sous la forme suivante pour en faire un nombre décimal :
11011 6... $1 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 27$

De cette écriture nous pouvons déduire la méthode pour transformer un nombre décimal en un nombre binaire. En effet, en divisant le nombre décimal par 2 on obtient un reste 0. Ou 1 qui représente le chiffre de poids faible, donc de poids 0.

En divisant à nouveau le résultat de l'opération précédente par 2 on obtient un n nouveau reste qui représente le second chiffre, etc. L'exemple ci-dessous illustre la méthode.

$$35 = 17 \times 2 + 1$$
$$17 = 8 \times 2 + 1$$
$$8 = 4 \times 2 + 0$$
$$4 = 2 \times 2 + 0$$
$$2 = 1 \times 2 + 0$$
$$1 = 0 \times 2 + 1$$

En prenant les restes successifs de bas en haut on obtient le nombre binaire équivalent au nombre décimal 35 = 100011.

De ce qui précède nous pouvons déduire que la valeur maximale d'un nombre binaire de n chiffres est de 2^N. Réciproquement, et c'est ce qui nous intéresse le plus, avec n chiffres valant soit 0 soit 1 on peut écrire 2^n nombres binaires différents. Le système binaire n'est pas utilisé qu'aux seules fins de compter. En effet il est très possible d'affecter un nombre binaire à une expression. Il apparaît donc que si l'on dispose de 4 chiffres il sera possible de coder $2^4 = 16$ expressions différentes, 8 chiffres $2^8 = 256$ expressions, 16 chiffres = 65536 expressions, etc.

Sans entrer dans la description de tous les codes que l'on peut créer, nous pouvons en citer un très usité : le code B.C.D. ou code décimal codé binaire. Un nombre décimal est composé de chiffres compris entre 0 et 9 ; il faut donc 4 chiffres binaires pour représenter 1 chiffre décimal. Nous écrivons tout simplement la suite des chiffres décimaux composant le nombre, transcrit en binaire :

1976 = 0001 1001 0111 0110

III) Les circuits de logique

Le grand avantage de la numération binaire est de n'avoir à écrire que des 0 et des 1. On se rend compte de ce fait que l'on peut utiliser tous les supports caractérisés par des états tout ou rien pour représenter un chiffre binaire. Comme nous nous plaçons ici dans le domaine de l'électronique nous appellerons « signal » en général toute grandeur susceptible de prendre deux états distincts et deux seulement. Dans ces conditions nous pourrons convenir par exemple qu'un signal présent s'appelle 1 et un signal absent s'appelle 0. En réalisation pratique l'inverse peut-être également utilisé.
Au point où nous en sommes, nous voyons qu'il est possible de traiter des expressions écrites en binaire à l'aide de signaux électriques. En combinant ces signaux à travers des circuits appropriés nous pourrons effectuer des opérations arithmétiques et logiques sur des données en représentation binaire. Nous admettrons ici, sans le démontrer que toute fonction arithmétique ou logique peut se ramener à un ensemble de fonctions logiques ne comprenant que le ET, le OU, et le PAS. Nous n'étudierons donc que ces trois fonctions. Avec cette étude nous entrons dans le domaine de la logique combinatoire c'est-à-dire que le signal de sortie est issu d'une combinaison des signaux d'entrée quel que soit l'ordre dans lequel ceux-ci se présentent. Nous dirons de plus que les circuits de logique combinatoire sont des circuits sans mémoire, c'est-à-dire qu'à un instant déterminé, l'état du signal de sortie dépend uniquement de la combinaison des signaux appliqués à l'entrée et non de l'état antérieur de la sortie et de ou des entrées du circuit.

Le circuit PAS

Ce circuit porte plusieurs noms : circuit NON, inverseur, négation, opérateur barre.
Voir **figure 1 a.**

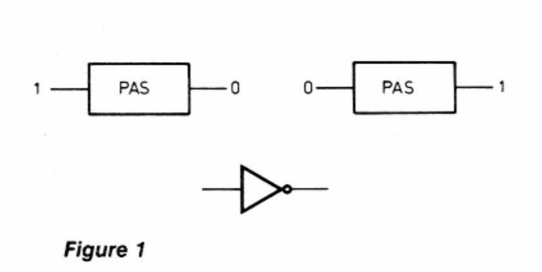


Figure 1

Comme le montre le schéma, ce circuit possède une seule entrée et une seule sortie. Si le signal est présent à l'entrée (1) il est automatiquement absent à la sortie (0) et réciproquement.
Les notations sont les suivantes : si A est le signal d'entrée (0 ou 1) le signal de sortie est $\overline{A}$ (1 ou 0). Enfin la représentation graphique usuelle d'un tel circuit est donnée à la **figure 1 b.**
A noter que ce circuit permet de faire la complémentation à 1 d'un nombre binaire. Cette notion nous sera très utile dans l'étude du microprocesseur. La complémentation à 1 consiste tout simplement à inverser tous les chiffres constitutifs d'un nombre binaire.

Le circuit ET

C'est un circuit à 2 ou plusieurs entrées et une sortie. Pour que le signal de sortie soit à 1 il faut et il suffit que tous les signaux d'entrée soit à 1. Si une ou plusieurs des entrées sont à 0 le signal de sortie est à 0.
Voir **figure 2.**
Pour un circuit ET à quatre entrées nous pouvons écrire :
1 1 1 1 = 1   1 0 1 1 = 0 par exemple.

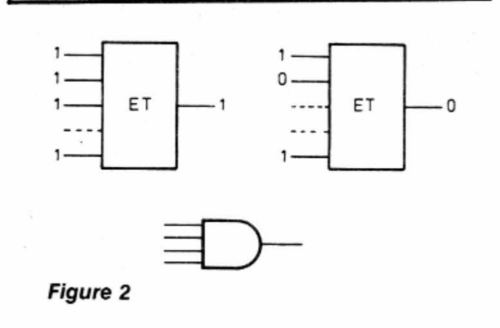


Figure 2

Le circuit OU

C'est un circuit à 2 ou plusieurs entrées et une seule sortie. Pour que le signal de sortie soit vrai, c'est-à-dire égal à 1 il faut et il suffit qu'au moins un des signaux d'entrée soit à 1.
Voir **figure 3.**
Si toutes les entrées sont à 0, la sortie est à 0. Pour un circuit OU à 3 entrées nous pouvons écrire :
1 0 0 = 1   0 0 0 = 0.
Actuellement tous ces circuits sont réalisés en circuits intégrés dont la technologie la plus répandue est la TTL. Un 1 logique est matérialisé par une tension d'environ 4V et un 0 par une tension inférieure à 1V. Tous les boîtiers de même technologie peuvent être associés pour réaliser des circuits de logique.

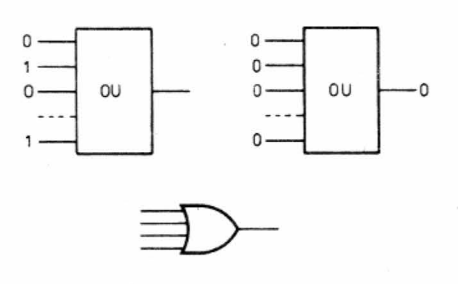


Figure 3

Pour illustrer l'emploi de ces fonctions logiques nous donnons ci-dessous un exemple. Il n'a d'ailleurs qu'une valeur didactique et non pratique.
Soit à réaliser un système de va et vient en logique combinatoire, c'est-à-dire en associant les circuits élémentaires vus plus haut.
Si nous appelons L la valeur de la lampe avec la convention suivante : L = 1 lampe éteinte et si nous appelons respectivement A et B les deux interrupteurs, alors nous obtenons le tableau ci-dessous.

A	B	L
A_0	B_0	0
A_I	B_0	1
A_I	B_I	0
A_0	B_I	1

A_0 et A_I les deux positions de A

B_0 et B_I les deux positions de B

Les interrupteurs prennent les valeurs 0 ou 1 suivant leur position. La lampe sera allumée si nous avons A_1 ET B_0 OU A_0 ET B_1.Comme d'autre part A_1 = l'inverse de A_0 et que B_1 = l'inverse de B_0 on peut écrire : $L = A \Lambda B \mathrm{V} B \Lambda A$.
Ceci est illustré par le schéma de la **(figure 4).**

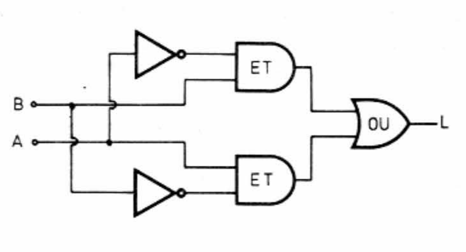


figure 4

Il apparaît immédiatement qu'en associant les circuits de logique élémentaire on peut obtenir des circuits de logique combinatoire complexe.

La logique séquentielle

Avec l'étude de la logique combinatoire nous venons de voir que la fonction de sortie ne dépendait uniquement que de l'état des entrées du système à un instant déterminé. Il apparaît immédiatement qu'il n'est pas possible avec cette logique de résoudre les problèmes dans lesquelles nous serions amenés à utiliser la sortie comme une nouvelle entrée du système. En effet la difficulté réside dans la chronologie des événements, c'est-à-dire qu'un tel système devient dépendant du temps. Pour réaliser cela il va donc falloir que le circuit de logique une fois constitué puisse évoluer dans le temps. Pour que cette évolution ne soit pas anarchique (le nombre de combinaisons est très grand même pour un petit système) nous allons organiser et classer la suite des opérations que le circuit effectuera. En d'autres termes nous allons créer des séquences opératoires, d'où le nom de logique séquentielle.

Pour illustrer cela, reprenons notre exemple de va et vient en énonçant cette fois le problème de la façon suivante :

Nous disposons de deux boutons A et B et d'une lampe L. Nous voulons qu'en appuyant sur le bouton A, si la lampe L était allumée, qu'elle s'éteigne, et si elle était éteinte qu'elle s'allume. Et d'autre part qu'une action sur B ait le même effet. Ainsi posé, le problème fait resortir la notion de temps, ou plus exactement la notion d'ordre de présentation des événements, donc de séquence ?

Tel que l'énoncé est donné, il apparaît immédiatement que l'on associe logiquement la sortie L à une entrée A ou B. Le résultat L par action sur les causes A ou B dépend donc de l'état précédent de L, c'est-à-dire de l'histoire du circuit logique.

Pour l'instant nous n'avons vu l'intervention du temps que par l'aspect ordre des événements. Il intervient également sous forme de durée de l'événement. En effet, imaginons de lier physiquement la sortie d'un circuit sur une de ses entrées tel que représenté dans le schéma de la **figure 5**.

E1
E2
E3
Circuit Combinatoire
s
ΔT
S

Figure 5

S'il se présente un changement d'état d'une ou plusieurs entrées, trois cas peuvent se présenter :

1) La sortie du circuit combinatoire s ne change pas, donc X ne change pas et l'état est stable.

2) La sortie du circuit combinatoire s change d'état donc au bout d'un temps T, X change et nous tombons sur un état stable après être passé par un état transitoire instable.

3) Tout se passe comme précédemment, mais au lieu de finir sur un état stable, le système reste perpétuellement en état instable.

Les méthodes de résolution des systèmes en logique séquentielle consistent à rechercher les états stables, ou à les provoquer. La suite des différents états stables représente donc la séquence recherchée. Par abus de langage nous pouvons dire que dans ces conditions le circuit ainsi construit contient un « programme » qui fera circuler les informations binaires dans une succession de circuits combinatoires.

La logique que nous venons de décrire sous une forme simpliste est appelée logique séquentielle asynchrone. En effet les différents événements se produisent à des instants ne dépendant que des temps d'exécution de chaque circuit constitutif du système.

En pratique, la logique la plus utilisée est la logique séquentielle synchrone. Le « séquencement » des différentes opérations logiques est synchronisé sur les signaux d'un générateur de rythme ou horloge. De mise en œuvre plus simple, elle nécessite néanmoins l'association d'un plus grand nombre de circuits combinatoires.

■

J.-L. PLAGNOL,
M. LELARGE.

Les « Microprocesseurs » aux « jeudis » de l'E.N.S.E.A.

Le jeudi 13 janvier 1977, à partir de 9 h à l'Hôtel Nikko, 65, quai de Grenelle, 75015 Paris,

« Journée d'information et d'études sur sur les microprocesseurs » avec présentation de matériel.

Organisée par l'Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications.

En dehors des exposés faits par de nombreux professeurs et personnalités de l'electronique, ce « jeudi » comporte le déjeuner le midi et un buffet campagnard le soir, suivi d'un débat.

Participation aux frais : 280 F (y compris la restauration).

Inscriptions : Tél. : 737-81-30. Poste : 73.

Par lettre adressée à : E.N.S.E.A., 107, bd Général-Leclerc, 92110 Clichy.

RECTIFICATIF

Article stroboscope pour automobile paru dans le n° 349.

La formule donnant le nombre de spires par volt est exacte

$$N = \frac{10^4}{4,4\ F\ SB}$$

Mais l'induction doit être exprimée en tesla et non en gauss (1 tesla = 10 000 gauss).

idées

NOUVEAUX COMPOSANTS ET LEURS APPLICATIONS

Amplis de puissance avec sécurité thermique

Le TDA 1037

Ce circuit intégré (voir référence 1) permet la réalisation **particulièrement aisée** d'amplificateurs de puissance jusqu'à 5 W, utilisables dans toutes sortes d'applications, notamment en BF. Comme présentation, ce CI est très différent des CI similaires, en raison de son boîtier « **single-in-line** » (STL 9) qui est plat et possède 9 broches en ligne sur une seule rangée.
De plus, le boîtier se prolonge vers le « haut » par une ailette de refroidissement, ce qui rend le problème de la dissipation de chaleur facile à résoudre, sans recours à des procédés délicats ou spéciaux. La puissance de sortie de 5 W, peut être obtenue avec une tension unique d'alimentation comprise entre 14 et 28 V. Avec 14 V la sortie devra être chargée par 4 Ω.
On garantit pour ce CI, un courant élevé de sortie, un rendement élevé et un faible pourcentage de distorsion.
Dans la pastille de ce semi-conducteur, on a inclus un système de protection thermique.

Caractéristiques principales

Ce CI permet d'atteindre 8 W avec une alimentation de 28 V. Il peut fonctionner avec une tension aussi réduite que 4 V. Le courant de sortie peut atteindre 2,5 A. A la **figure 1** on donne le schéma du boîtier de forme nouvelle STL 9 mentionné plus haut.

Il est vu de face (à gauche) et de profil (à droite). La partie métallique supérieure, sortant de la partie en plastique, est muni d'un trou, ce qui permet de la fixer sur une surface métallique plane, complétant la possibilité de refroidissement. La fixation est donc commode et permet un excellent contact électrique et thermique. L'ailette doit être mise à la masse. Le poids de CI n'est que de 1,5 g.

Sur la **figure 1,** les cotes sont indiquées en millimètres. Les principales dimensions sont : longueur du CI, 23 mm maximum, hauteur totale 53 mm environ, y compris les broches et l'ailette, épaisseur de la partie plastique 3,5 mm, épaisseur de l'ailette 0,4 mm. Le repère permet de localiser la broche 1.
La température ambiante de fonctionnement est comprise entre — 25 °C et + 85 °C. Valeurs limites : voir tableau I ci-après.

Le tableau II permet de trouver les conditions de fonctionnement normal à diverses tensions d'alimentation : 24 V, 18 V et 14 V. En fonction de ces trois valeurs on trouvera : la tension de sortie à vide, le courant de sortie à vide, le courant continu d'entrée, la puissance d'entrée, la bande passante, la distorsion.

On donne ces caractéristiques avec certaines tolérances : minimum, « typique » (valeur nominale) et maximum.

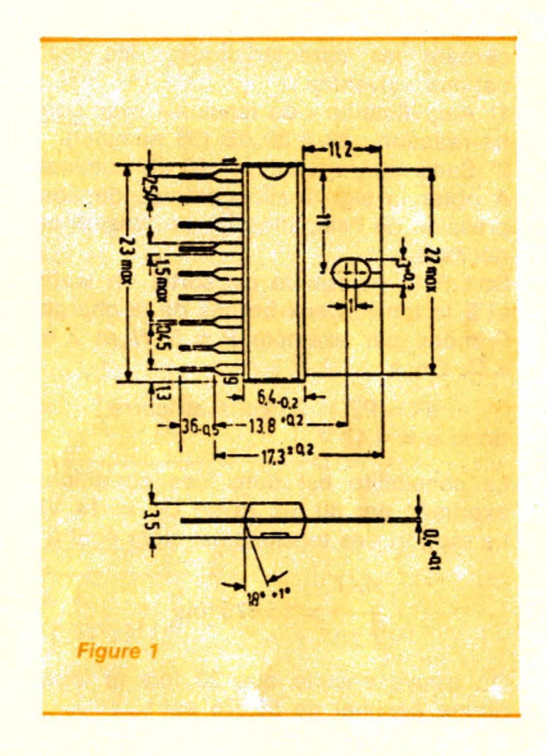


Figure 1

Ces valeurs ont été relevées par des mesures effectuées à une température ambiante de 25 °C avec un signal à la fréquence de 1 kHz (voir plus loin le montage de mesures).
Voici quelques conclusions et remarques découlant de l'examen de ce tableau.
1° La tension de sortie à vide est environ la moitié de celle d'alimentation. Le courant de sortie à vide est de 12 à 15 mA en valeur nominale, mais peut aussi atteindre 20 à 25 mA en valeur maximum.

TABLEAU I

Tension d'alimentation	$+V_{CC}$	28	V
Courant crête de sortie (non périodique)	I_q	3,5	A
Courant de sortie (périodique)	I_q	2,5	A
Température de jonction	T_j	150	°C
Résistance thermique (jonction-boîtier)	R_{thJG}	12	°C/W
Température de stockage	T_s	— 40 à + 125 °C	°C

2° A l'entrée, le courant continu est de l'ordre du microampère.
3° La charge la plus favorable, généralement le haut-parleur, augmente avec la tension d'alimentation de 4 Ω à 16 Ω.
La tension d'entrée est meilleure, à puissance de sortie égale à 5 W, lorsque la tension d'alimentation **diminue** car elle est exprimée par 150 mV pour $U_B = 24$ V et 80 mV pour $U_B = 14$ V.
D'autre part, la résistance d'entrée normale est de 1 MΩ mais peut atteindre 5 MΩ avec certains échantillons.
La bande passante, 35 à 20 000 Hz, est plus que suffisante dans les applications en BF.
Voici pour compléter les données concernant les caractéristiques, les indications suivantes :
1° Amplification « de tension » avec contre-réaction : 33 à 39 dB (36 nominal).
2° Sans contre-réaction : 80 dB nominal.
A noter la signification précise de l'expression de l'amplification **de tension** en décibels.
Soit P la puissance de sortie en watts et E la tension aux bornes de la charge. Prenons par exemple P = 5 W et Z = 4 Ω. On a :

$$e^2 = PZ = 20 \text{ volts au carré}$$

donc e = 4,47 V

La sensibilité est dans ces conditions exprimée par 80 mV (avec $U_B = 14$ V). Le rapport des tensions est alors égal à :

$$\frac{4{,}47}{0{,}08} = 55{,}875 \text{ fois}$$

On trouve ensuite que 20 fois le logarithme décimal de 55,875 est :
$N \text{ dB} = 20 \log_{10} 55{,}875 = 34{,}94$
valeur proche de celle indiquée (36 dB).
Déterminons aussi les données du même problème lorsque le montage ne comporte pas de contre-réaction.

Soit par exemple :

$$Z = 4\ \Omega,\ P = 5\ \text{W}$$

ce qui donne comme précédemment 4,47 V = tension BF de sortie. Connaissant le gain de tension exprimé en décibels : 70 dB, quelle est la tension d'entrée ?
Désignons-la par e_e.

On a encore :

$$20 \log_{10} \frac{e}{e_e} = 70 \text{ dB}$$

ou encore :

$$\log_{10} \frac{e}{e_e} = 3{,}5$$

Le nombre qui correspond au logarithme 3,5 est 3 162. Le rapport des tensions étant 3 162, la tension d'entrée est égale à :

$$e_e = \frac{4{,}47}{3\,162} = 0{,}001413 \text{ V} = 1{,}413 \text{ mV}$$

On voit que la sensibilité est 56 fois meileure, mais la distorsion sera augmentée.
A noter que le montage **sans** contre-réaction n'est pas a priori sans intérêt. Dans certaines applications autres que la HIFI, par exemple, pour des alarmes, la distorsion n'est pas gênante et un gain de 3 162 fois est intéressant car on pourrait ainsi se dispenser d'un préamplificateur dans certains cas.
La rejection du ronflement du secteur (avec $U_B = 14$ V, $R_L = Z = 4$ Ω et $f_{ront} = 100$ Hz) est de 38 dB tandis que la tension de souffle, mesurée d'après la norme DIN 45405, ramenée à l'entrée (avec $R_g = 100$ kΩ) est de 10 µV.
Pour diminuer l'influence de la tension de souffle, de 10 µV, il faut évidemment que la tension utile (celle à amplifier) appliquée à l'entrée soit grande par rapport à 10 µV.

A l'entrée, la tension de souffle étant 10 µV, la tension de souffle à la sortie sera 10 . 55,875 = 555,875 µV, ou 0,555875 mV.

Si la tension utile était de 10 mV par exemple, celle de sortie serait de 10 . 55,875 = 558,75 mV.

On voit que la caractéristique du souffle est avantageuse.

Schéma intérieur
Ce schéma est donné à la **figure 2.** Ce CI comporte 15 transistors NPN et PNP.

Celui d'entrée, T_1 est accessible par la base au point 8, par l'intermédiaire de la résistance de 1,7 kΩ. La sortie du signal amplifié par T_{23} est au point 2.

A la **figure 3** ou donne le schéma du montage ayant servi aux mesures, dont les résultats sont donnés aux tableaux I et II.

TABLEAU II

	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unités
Tension d'alimentation	U_B	4		28	V
Tension de sortie à vide					
$U_B = 24$ V	U_2	11	12	13	V
$U_B = 18$ V	U_2	8	9	10	V
$U_B = 14$ V	U_2	6,4	7,2	8	V
Courant de sortie à vide					
$U_B = 24$ V	$I_3 + I_4$		15	25	mA
$U_B = 18$ V	$I_3 + I_4$		13	22	mA
$U_B = 14$ V	$I_3 + I_4$		12	20	mA
Courant continu d'entrée					
$U_B = 24$ V	I_8		1		µA
$U_B = 18$ V	I_8		0,6		µA
$U_B = 14$ V	I_8		0,4		µA
Puissance de sortie					
(k = 10 %) $U_B = 24$ V, $R_L = 16$ Ω	P_q		5,5		W
$U_B = 18$ V, $R_L = 8$ Ω	P_q		5,0		W
$U_B = 14$ V, $R_L = 4$ Ω	P_q		5,0		W
Sensibilité d'entrée					
($P_q = 5$ W) $U_B = 24$ V, $R_L = 16$ Ω	U_i		150		mV
$U_B = 18$ V, $R_L = 8$ Ω	U_i		110		mV
$U_B = 14$ V, $R_L = 4$ Ω	U_i		80		mV
Résistance d'entrée	R_i	1	5		MΩ
Plage de fréquence (— 3 dB)	f	35		20000	Hz
Distorsion $P_q = 0{,}05$ W ; $U_B = 14$ V ; $R_L = 4$ Ω	k		0,3		%

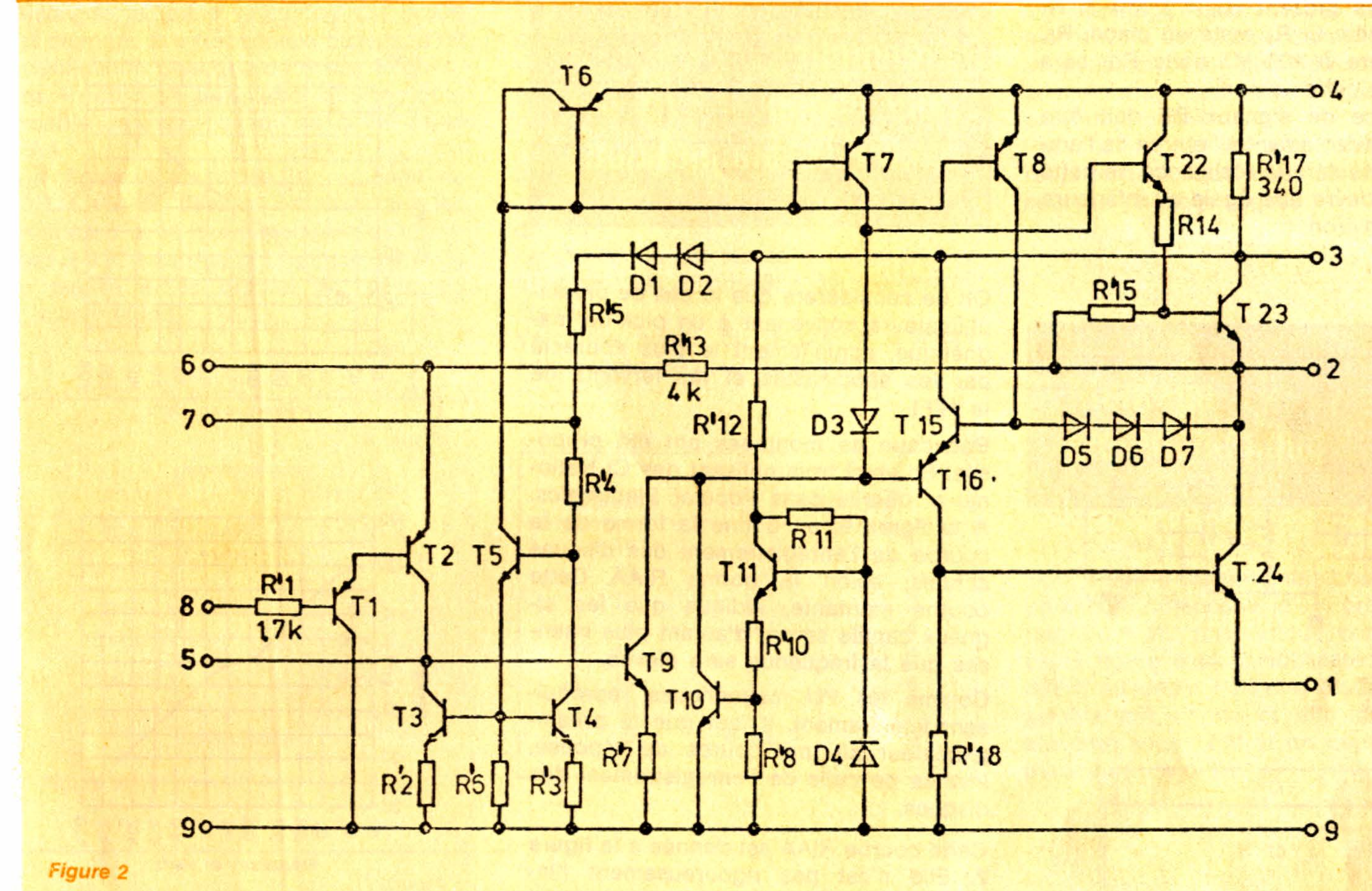


Figure 2

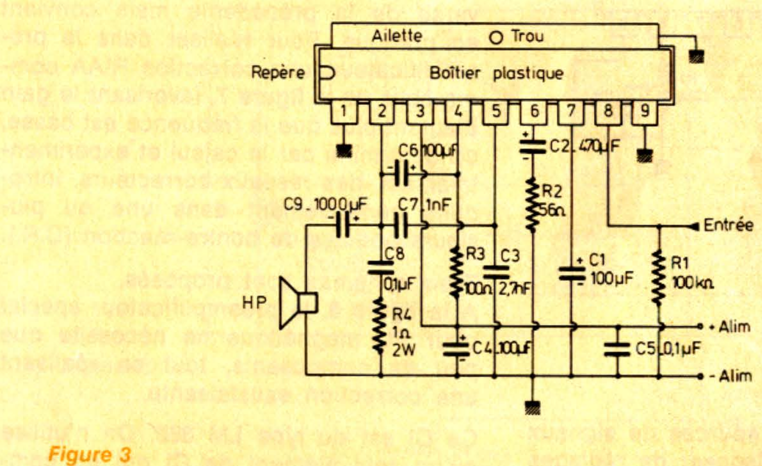


Figure 3

Ce montage peut être également utilisé comme une application en BF de ce circuit intégré. On notera que sur ce schéma théorique, l'ordre des broches (ou points de terminaison) 1 à 9 a été respecté. De ce fait, il sera facile de passer au plan de montage sur une platine imprimée.
La disposition des composants du schéma théorique peut être conservée dans ses grandes lignes.
Remarquons que dans tout endroit où il y a un croisement des connexions, se trouve un composant R ou C qui permettra le passage d'une connexion entre ses deux bornes, par exemple le condensateur de 1 nF connecté entre ces points 2 et 5, permettra le passage de la connexion allant du point 3 au + U_B, ligne positive d'alimentation.

Emploi de l'amplificateur

Le montage de la **figure 3** peut être utilisé de différentes manières mais dans chaque application, il y aura lieu de le compléter par des réglages extérieurs et, éventuellement par des préamplificateurs spéciaux.
De plus, le passage à la stéréophonie, nécessitera deux ou quatre chaînes d'amplifications identiques.

Passons en revue les principales adjonctions pouvant rendre le montage proposé mieux adapté aux applications pratiques.

Volume et tonalité

Lorsqu'un amplificateur BF est précédé d'un préamplificateur c'est en général dans ce dernier que se trouvent les réglages de gain (volume, VC) de tonalité et aussi d'autres s'il y a lieu.

Il suffira alors de relier la sortie du préamplificateur à l'entrée de l'amplificateur en s'assurant que cette liaison ne modifie pas les caractéristiques de chacun des appareils que l'on a associés.
On s'assurera que les résistances en présence : celle de sortie du préamplificateur et celle d'entrée de l'amplificateur ; R_{sP} et R_{ea} respectivement conviennent. Il faudra que R_{sP} soit petit par rapport à R_{ea}. En aucun cas la résistance de sortie R_{sP} du préamplificateur ne sera supérieure à celle d'entrée de l'amplificateur. A la rigueur elles pourraient être égales.

Dans ce cas présent $R_{ea} = 1\ M\Omega$ si R_1 est supprimée. Si R_1 reste en place, R_{ea} est inférieure à 100 kΩ donc R_{sP} sera inférieure à cette valeur.

Si la source de signaux BF doit être connectée directement à l'entrée de l'amplificateur, ce sera la résistance de cette source qui devra être égale ou inférieure à 100 kΩ environ.

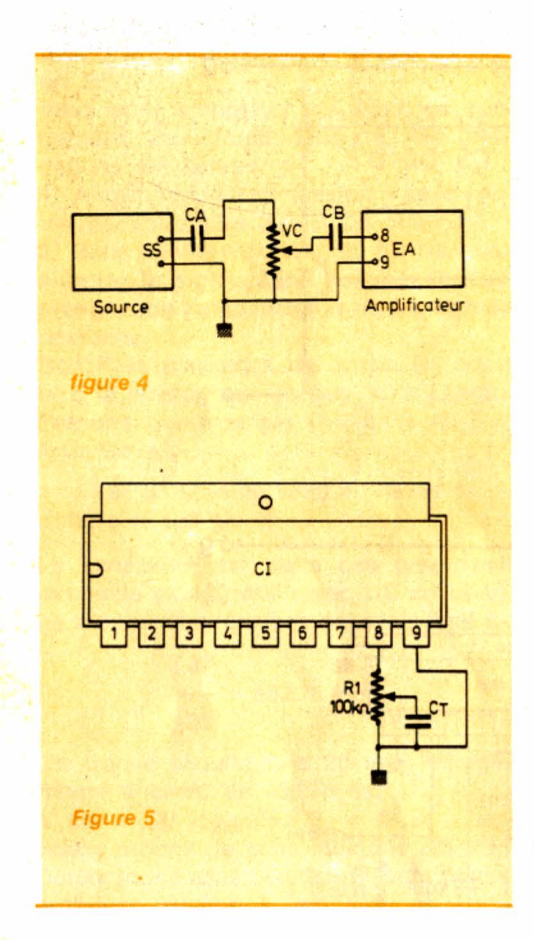


figure 4

Figure 5

Avec la plupart des sources de signaux BF, il convient de disposer de réglages de gain et de tonalité. A la **figure 4,** on montre comment connecter un réglage de gain (VC) entre la source S et l'amplificateur.

Le potentiomètre sera de 50 kΩ par exemple. Les condensateurs CA et CB, de l'ordre de 1 µF, sont nécessaires si les points 8 du CI et WX de la source ne sont pas au potentiel de la masse au repos.

Un réglage de la tonalité simple peut être réalisé en remplaçant R_1 de 100 kΩ par un potentiomètre de même valeur comme indiqué à la **figure 5.** Le curseur du potentiomètre R_1 sera relié à C_T dont la valeur est de l'ordre de 0,1 µF ou autre valeur au gré de l'utilisateur. Plus C_T sera élevée, plus la tonalité sera « grave ».

Préamplis pour phono avec P.U. magnétique

On ne considérera que le cas de préamplificateurs convenant à un pick-up magnétique, actuellement le plus apprécié par les spécialistes et les fervents de la HIFI.

Beaucoup de montages ont été proposés. En voici trois utilisant des CI National et décrits dans Popular Electronics. A la **figure 6,** on donne la forme de la courbe de l'enregistrement des disques actuels, selon la norme RIAA. Cette courbe montante, indique que les signaux captés seront d'autant plus intenses que la fréquence sera élevée.

Comme les PU magnétiques reproduisent linéairement, il faut que le préamplificateur ait une courbe de réponse, inverse de celle de l'enregistrement des disques.

Cette courbe RIAA est donnée à la **figure 7.** Elle n'est pas rigoureusement l'inverse de la précédente mais convient en pratique. Pour réaliser dans le préamplificateur, une correction RIAA comme celle de la **figure 7,** favorisant le gain d'autant plus que la fréquence est basse, on détermine par le calcul et expérimentalement, des réseaux correcteurs, introduits généralement dans une ou plusieurs boucles de contre-réaction (C.R.).

Trois schémas sont proposés.

A la **figure 8,** le préamplificateur spécial pour PU magnétique ne nécessite que peu de composants, tout en réalisant une correction satisfaisante.

Ce CI est du type LM 382. On n'utilise qu'un seul élément de CI qui en comporte deux. Le deuxième pourrait être

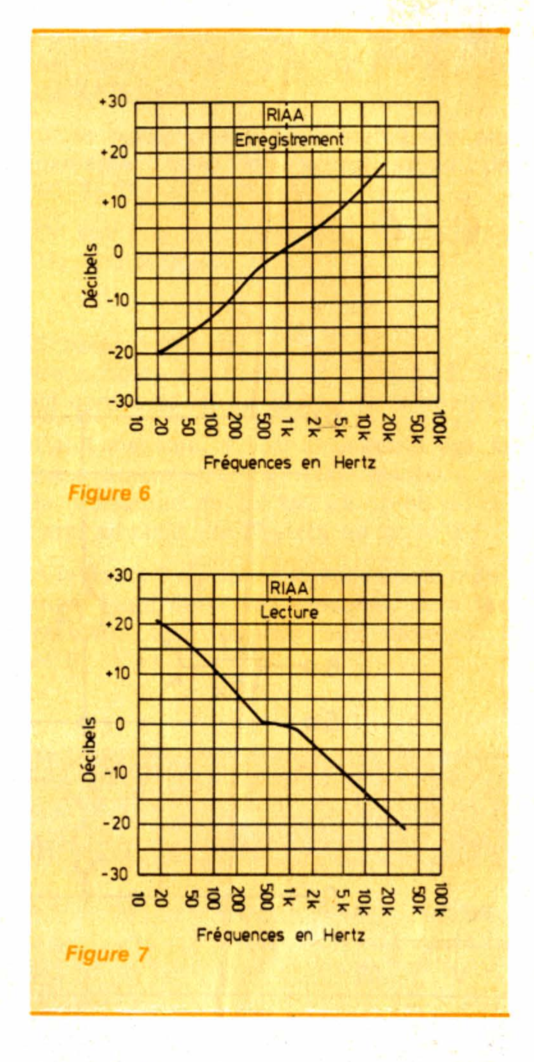


Figure 6

Figure 7

employé dans un autre canal s'il s'agit de stéréophonie. On voit que le signal provenant du PU magnétique PU, de l'ordre de 5 mV (à la vitesse de 5 cm/s) est appliqué à l'entrée non inverseuse point 1 du CI. Le signal de sortie est obtenu au point 7 du CI.

Son alimentation, aux point 11 (+) et 4 (— et masse) doit être de 12 V à 14 V. Le gain à 1000 Hz est de 46 dB. On a obtenu la correction par la contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse (point 2). La CR est sélective grâce à R_2 de 1 kΩ et C_3 de 1,5 nF. On voit qu'en

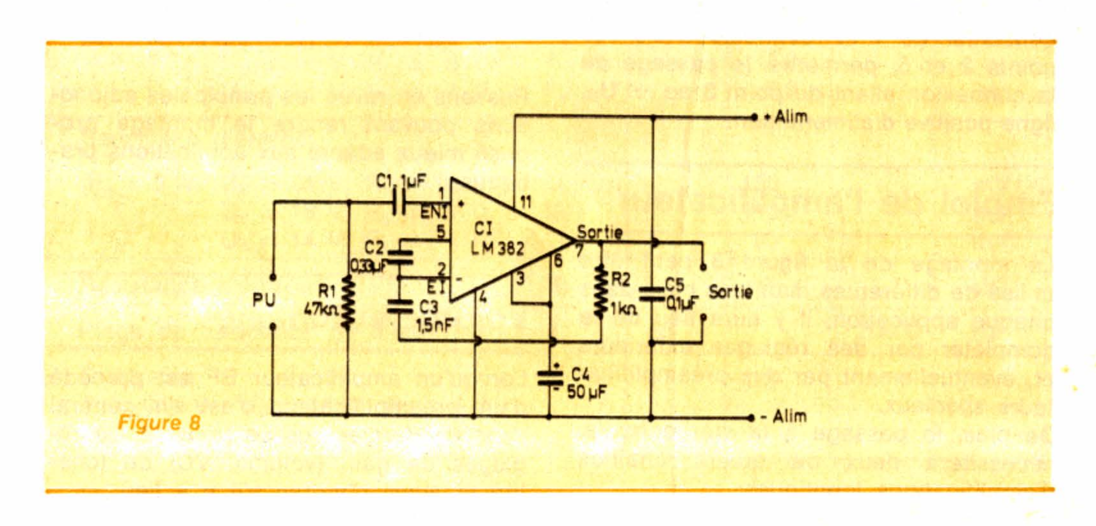


Figure 8

raison de la faible valeur de C_3, la CR est moindre aux fréquences basses, d'où amplification plus grande à ces fréquences. R_1 donne à la courbe la forme convenable se rapprochant de celle de la RIAA.

A la **figure 9** on donne le brochage du CI LM vu **de dessus,** on voit que les broches 8 à 14 correspondent aux broches 1 à 7, sauf que la broche 4 est celle de masse et la broche 11, celle du + alimentation.

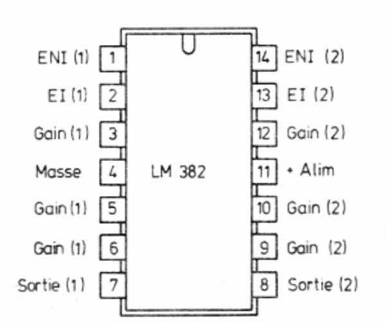


Figure 9

Le réseau de CR est analogue à celui de la **figure 10,** avec des valeurs différentes des éléments, indiqués avec une grande précision, non indispensable en pratique car les enregistrements des disques et les PU magnétiques, ne sont pas tous identiques. Des valeurs proches à ∓ 5 % de celles indiquées conviendront.

Le LM 381 A est monté dans un boîtier à 14 broches et possède deux éléments identiques.

Voici les points du deuxième élément homologues de ceux du premier.

Elément 2		Elément 1
14		1
13		2
12		3
4	–AL.	4
11		5
10		6
8		7
9	+ AL.	9

Un montage plus simple utilisant le même CI a été publié dans notre revue avec alimentation plus réduite. Le présent montage est toutefois supérieur à celui déjà publié.

Passons maintenant aux montages stéréophoniques, que nous limiterons aux sources phonograpiques.

Montage stéréophonique

Soit, à titre d'exemple, une chaîne monophonique composée d'un préamplificateur pour PU magnétique comme celui de la **figure 8** et l'amplificateur de 5 W décrit au début de cette étude. Cet ensemble est simple et efficace. Il sera alimenté sous 14 V et on obtiendra une puissance de 5 W.

Cette disposition facilitera le câblage sur une platine conçue pour un préamplificateur deux canaux. Ce CI peut être également utilisé sans contre-réaction. Dans ce cas il n'y aura pas de correction et le gain de tension montera jusqu'à 100 000 fois, donc 100 000 V/V (volt sur volt). Il suffira de supprimer R_2 et C_3.

De même manière, on pourra réaliser un préamplificateur pour lecture de magnétophone en modifiant le montage de la **figure 8** comme suit :

1° supprimer R_2 et C_3,
2° relier le point 3 à la masse par 10 µF,
3° relier le point 6 (séparé du point 3) à la masse par 10 µF.

Voici maintenant à la **figure 10**, un préamplificateur pour PU magnétique plus perfectionné utilisant le CI LM 387. Il doit être alimenté sous 30 V.

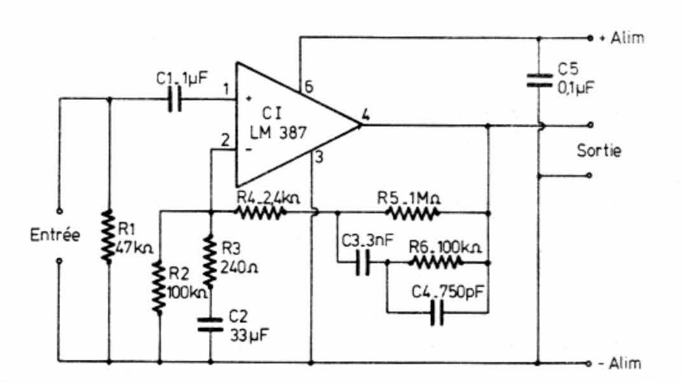


Figure 10

Ce circuit intégré plus simple que le précédent ne possède pas de broches pour la compensation. Par contre la CR (contre-réaction) est plus complexe et permet d'obtenir une courbe de réponse plus proche de celle de la **figure 7.**

Un troisième préamplificateur pour PU magnétique est représenté par le schéma de la **figure 11,** à alimentation de 33 V. Comme dans tous les précédents, ce CI comporte une contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse point 3.

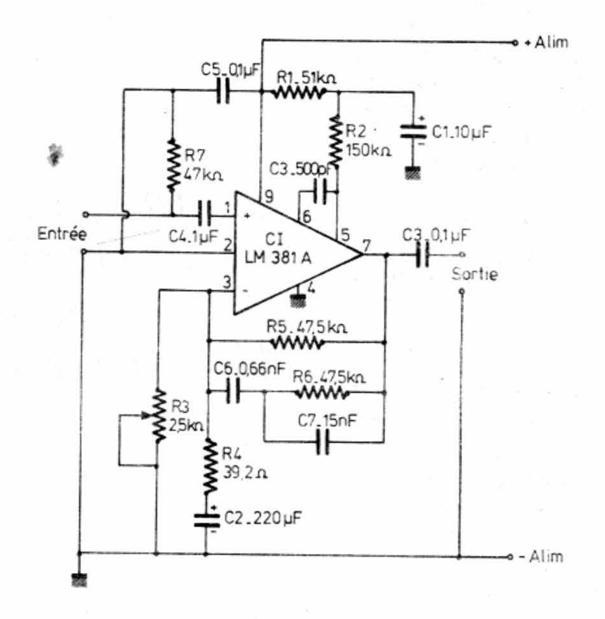


Figure 11

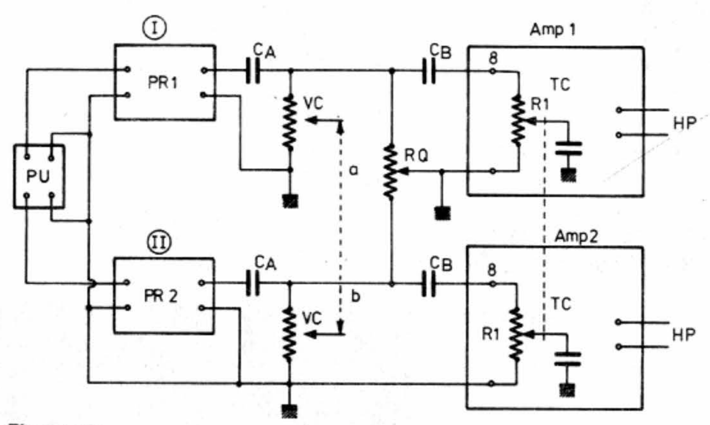


Figure 12

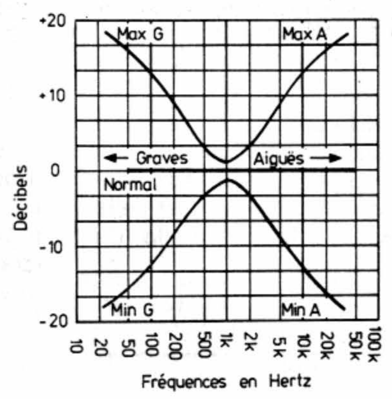


Figure 14

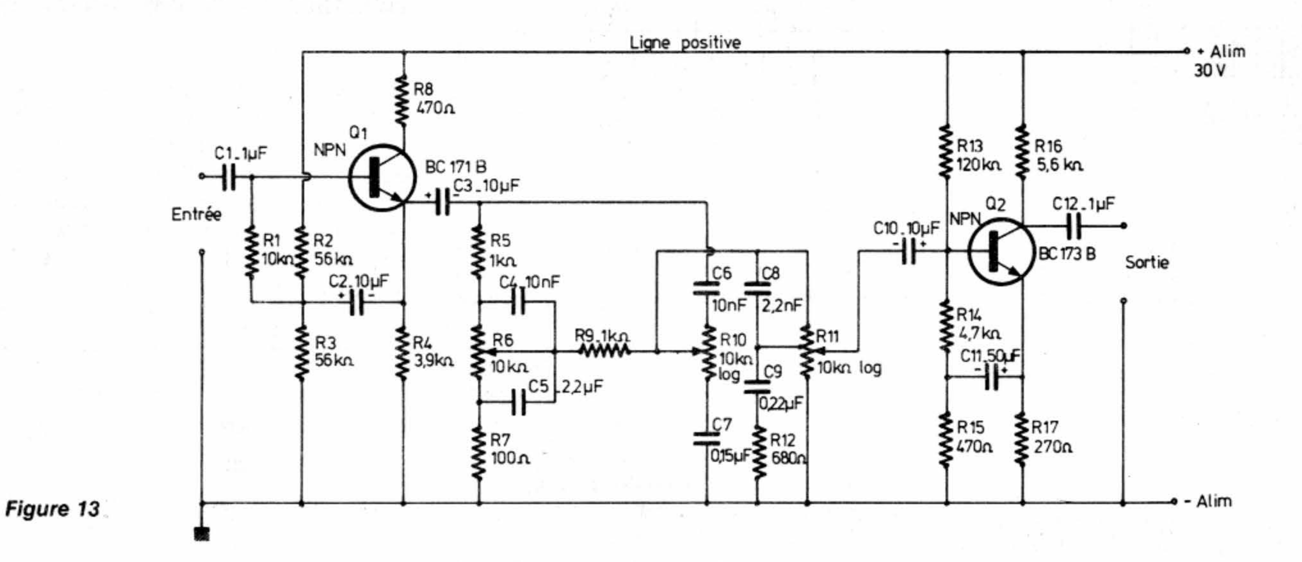


Figure 13

Entre les deux CI, on intercalera le VC et le potentiomètre de tonalité (simplifiée) comme indiqué aux **figures 4** et **5.** Les condensateurs de liaison seront $C_A = C_B = 0,1\ \mu F$, VC = 100 kΩ.

Si l'on réalise deux chaînes monophoniques de ce genre, il sera nécessaire de conjuguer le réglage de volume et ceux de tonalité. De plus, on introduira dans le montage un réglage d'équilibrage (dit « balance ») afin que les puissances de sortie des deux canaux soient égales.

Le dispositif de liaison est indiqué à la **figure 12.** PR 1 et PR 2 sont les préamplificateurs et AMP 1 et AMP 2 les amplificateurs.

On voit que le PU est à deux sorties, étant stéréophoniques. Les 4 fils sont reliés aux entrées des préamplificateurs. Les deux VC sont de 100 kΩ et montés comme indiqué précédemment. Il en est de même des potentiomètres de tonalité, réalisés avec les résistances R_1 des amplificateurs.

On a réalisé un réglage d'équilibrage avec un potentiomètre EQ de 100 kΩ linéaire.

Lorsque le curseur de EQ tournera de a à b, par exemple, le signal transmis à AMP 1 augmentera et celui transmis à AMP 2 diminuera.

Pour ceux qui trouveraient que le dispositif de tonalité proposé est insuffisant, nous avons la solution suivante : intercaler entre le préamplificateur et l'amplificateur, un montage VC — tonalité qui sera analysé ci-après.

Préampli avec VC et TC à transistors

Ne nécessitant que deux transistors, le montage de la **figure 13** sera simple et économique.

Il pourra se placer entre un préamplificateur et un amplificateur comme ceux décrits précédemment. Ce montage est proposé par ITT (voir référence 3). Il est alimenté sous 30 V, ou à la rigueur 24 V et utilise deux transistors NPN, Q_1 = BC 171 B et Q_2 = BC 173 B. Q_1 est monté en collecteur commun. Entre Q_1 et Q_2 on trouve les réglages de tonalité.

R_6 règle les graves.

R_{10} règle les aiguës.

Selon les courbes de la **figure 14** qui montrent que le niveau des aiguës à 20 000 Hz environ, peut varier entre — 20 dB et + 20 dB et celui des basses, vers 30 Hz, entre — 15 dB et + 15 dB environ.

Le potentiomètre R_{11} est logarithmique à prise médiane ou proche de la moitié de la résistance totale (10 kΩ) qui sert de réglage physiologique.

Un VC normal pourra être ajouté entre la sortie de cet amplificateur et l'entrée de l'amplificateur **(voir figure 4).**

F. JUSTER

1) Doc. Siemens.
2) Popular Electronics.
Doc. National.
3) Doc. ITT.

Dictionnaire technique

Ad

Admittance - Inverse de l'impédance. L'unité de mesure est le **Siemens** (anciennement le **mho).** Le Siemens est l'admittance d'un conducteur dont la résistance est égale à 1 ohm.

Aérien - Synonyme d'antenne - Collecteur d'ondes placé dans l'air.

A.F. - Abréviation anglo-saxonne (Audio Frequency) signifiant audio-fréquence ou basse-fréquence (en français : B.F.).

A.F.C. - Abréviation anglo-saxonne (Automatic Frequency Control) désignant un circuit permettant le réglage automatique de la fréquence (en français : C.A.F.).

Affaiblissement - Atténuation de l'amplitude d'un signal électrique.
L'affaiblissement étant un gain négatif, il se mesure également en décibel (dB), le résultat étant du signe —.

AG2 - Préfixe constituant le début de l'indicatif des radioamateurs de Trieste.

A.G.C. - Abréviation anglo-saxonne (Automatic Gain Control) définissant un circuit dont le coefficient d'amplification se règle automatiquement de façon à obtenir une tension de sortie identique quelle que soit l'amplitude du signal d'entrée (en français : C.A.G.). On appelle également ce type de circuit **anti fading.**

Ah - Symbole de l'Ampère-heure.

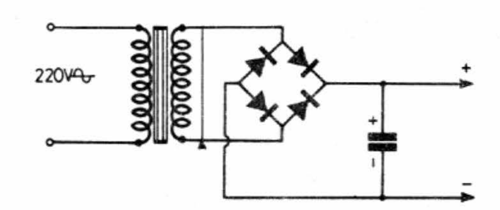
Aigües - Se dit des fréquences les plus hautes de la bande audible.

Aimant - L'aimant naturel est un Oxyde de fer ($Fe^{3} O^{4}$) doué de magnétisme, qui attire le fer, le nickel et le cobalt. Les aimants artificiels, réalisés en alliage à base d'acier, sont placés dans le champ magnétique d'une bobine. Ils gardent, après suppression du champ magnétique de cette bobine, une partie importante de leur polarisation magnétique.

Air - Utilisé comme diélectrique dans certains condensateurs de faible valeur (condensateurs ajustables). L'air sec est un excellent isolant.

Alignement - Ensemble des opérations de réglage des parties hautes-fréquences (HF) et fréquences intermédiaires (F.I. ou M.F.) d'un récepteur, permettant la réception d'une bande de fréquences (P.O., G.O., O.C., F.M., etc.).

Alimentation - Système fournissant l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement d'un appareil.
La plupart des montages électroniques nécessitent une alimentation continue. Partant du secteur alternatif, il faut prévoir un redressement et un filtrage, voire une stabilisation électronique.



Alimentation continue simple non stabilisée.

Alpha - Analogie utilisée dans l'alphabet phonétique universel des transmissions phoniques pour définir la lettre A. Cette lettre grecque est également utilisée comme symbole d'un angle dans les formules mathématiques (α).

Alternance - Demi-période d'un signal alternatif.
L'alternance part de la valeur zéro, puis croît en amplitude, passe par un maximum et décroît enfin pour revenir à zéro. La période d'un signal alternatif est donc composée de deux alternances de sens différent, l'une positive, l'autre négative.

Alternateur - Générateur de courant alternatif (monophasé ou polyphasé) composé d'une partie tournante (rotor) sur laquelle sont placés les enroulements inducteurs, et d'une partie fixe (stator) supportant les enroulements induits aux bornes desquels on récupère la tension alternative. Les inducteurs sont alimentés par un courant continu. Le rotor est mû mécaniquement (turbine hydraulique ou à vapeur).

Alternatif - Courant périodique dont la valeur moyenne pendant une période complète est nulle, ce qui signifie que les deux alternances qui le composent, ont une amplitude et une forme identique et de sens inverse par rapport à zéro.

A.M. - Abréviation anglo-saxonne (Amplitude Modulation) utilisée également en français technique pour caractériser la modulation d'amplitude.

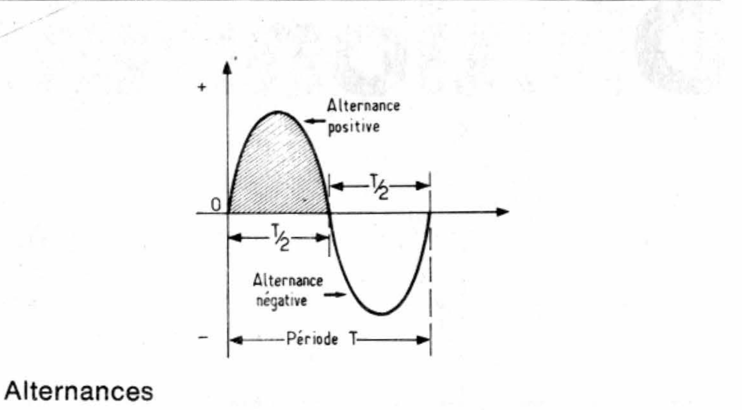
Ame - Partie centrale d'un câble. Ce terme est surtout utilisé pour définir le conducteur central d'un fil blindé ou coaxial.

Amont - Méthode de mesure de résistances ou de puissances utilisant un voltmètre et un ampèremètre, le voltmètre étant branché en amont de l'ampèremètre.
Le défaut du montage amont est que le voltmètre ne mesure pas exactement la tension aux bornes de la charge, car la chute de tension provoquée par le passage du courant dans l'ampèremètre vient s'ajouter à cette valeur. Il faut donc utiliser un ampèremètre de très faible résistance pour obtenir une précision satisfaisante.

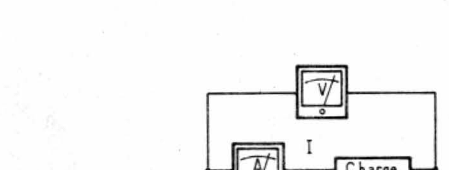
Amorçage - Phénomène d'avalanche provoqué par l'effondrement d'une barrière de potentiel. Ce phénomène peut se produire dans un milieu gazeux (amorçage dans l'air par ionisation à l'aide d'un T.H.T., amorçage d'un gaz rare dans un thyratron) ou dans un solide (amorçage des thyristors et des triacs).

Amortie - Se dit d'une oscillation dont l'amplitude décroît graduellement et tend à s'annuler.

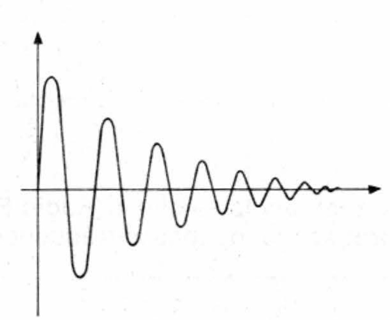
Ampère - Unité de mesure d'intensité de courant.
Définition légale : l'Ampère équivaut à l'intensité d'un courant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles, rectilignes, de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre, dans le vide, produit entre ces deux conducteurs une force de 2.10^{-7} newton par mètre de longueur.
Plutôt que de vérifier l'exactitude de cette définition (la manipulation doit être assez chère), nous vous conseillons de retenir plutôt celle-ci : l'ampère est le courant qui, circulant dans une résistance de 1 ohm, provoque aux bornes de celle-ci une chute de tension de 1 volt.



Alternances



Montage Amont



Oscillation amortie

Ampère-heure - Unité définissant la quantité d'électricité correspondant au passage d'un courant d'un ampère pendant une heure (symbole : Ah). Un ampère-heure équivaut à 3 600 coulombs.

Ampèremètre - Appareil servant à mesurer l'intensité d'un courant. Les plus utilisés sont de types ferromagnétique ou à cadre mobile (les voltmètres thermiques ne sont plus utilisés). Les appareils à affichage digital réalisent également cette fonction.

Ampère-tour - Unité de mesure de la force magnétomotrice. L'ampère-tour est la force magnétomotrice produite par le passage d'un courant de 1 ampère dans une spire (un tour) d'un bobinage.
Pour connaître la force magnétomotrice totale fournie par un bobinage, on multipliera donc le nombre de spires de celui-ci par la valeur du courant exprimé en ampères.
Une autre unité utilisée pour mesurer la force magnétomotrice est le « Gilbert » (système C.G.S.) qui équivaut à 0,8 ampère-tour.

(à suivre)

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 2958	Si	NPN	0,600	0,600	20	250	40	120	TO18	2 N 2959	2 N 3115
2 N 2959	Si	NPN	0,600	0,600	20	250	100	300	TO5	2 N 2958	2 N 3116
2 N 2960	Si	NPN	0,600	0,600	30	250	100	300	TO5	2 N 2961	2 N 3116
2 N 2961	Si	NPN	0,600	0,600	30	250	100	300	TO5	2 N 2960	2 N 3116
2 N 2962	Ge	PNP	0,350	0,300	18	700	6		MT37	2 N 2963	2 N 2929
2 N 2963	Ge	PNP	0,350	0,300	18	700	6		MT37	2 N 2962	2 N 2929
2 N 2964	Ge	PNP	0,350	0,300	15	700	6		MT37	2 N 2965	GM 290 A
2 N 2965	Ge	PNP	0,350	0,300	15	700	6		MT37	2 N 2964	GM 290 A
2 N 2968	Si	PNP	0,150	0,050	30	35		15	TO5	2 N 2969	2 N 858
2 N 2969	Si	PNP	0,150	0,050	30	35		15	TO18	2 N 2968	2 N 858
2 N 2970	Si	PNP	0,150	0,050	20	25		10	TO5	2 N 2970	2 N 860
2 N 2971	Si	PNP	0,150	0,050	20	25		10	TO18	2 N 2969	2 N 860
2 N 2972 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	60	60	240	TO71	2 N 2974	2 N 3046
2 N 2973 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	60	150	600	TO71	2 N 2975	2 N 2043
2 N 2974 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	60	60	240	TO71	2 N 2972	2 N 3046
2 N 2975 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	60	150	600	TO71	2 N 2973	2 N 3044
2 N 2976 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	60	60	240	TO71	2 N 2974	2 N 3046
2 N 2977 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	60	150	600	TO71	2 N 2975	2 N 3045
2 N 2978 1)	Si	NPN	0,250	0,030	60	60	60	240	TO71	2 N 2979	2 N 3046
2 N 2979 1)	Si	NPN	0,250	0,030	60	60	150	600	TO71	2 N 2978	2 N 3801
2 N 2980 1)	Si	NPN	0,250	0,500	60	60	30	90	TO71	2 N 2981	2 N 3800
2 N 2981 1)	Si	NPN	0,250	0,500	60	50	25	150	TO71	2 N 2982	2 N 3802
2 N 2982 1)	Si	NPN	0,250	0,500	60	50	25	150	TO71	2 N 2981	2 N 3804
2 N 2983	Si	NPN	1	3	80	60	20	60	TO5	2 N 2985	2 N 3419
2 N 2984	Si	NPN	1	3	120	60	20	60	TO5	2 N 2986	
2 N 2985	Si	NPN	1	3	80	60	40	120	TO5	2 N 2983	2 N 3421
2 N 2986	Si	NPN	1	3	120	60	40	120	TO5	2 N 2984	
2 N 2987	Si	NPN	1	1	80	30	25	75	TO5	2 N 2989	2 N 2991
2 N 2988	Si	NPN	1	1	100	30	25	75	TO5	2 N 2990	2 N 2992
2 N 2989	Si	NPN	1	1	80	30	50	120	TO5	2 N 2987	2 N 2993
2 N 2990	Si	NPN	1	1	100	30	50	120	TO5	2 N 2988	2 N 2994
2 N 2991	Si	NPN	2	1	80	30	25	75	MT13	2 N 2993	2 N 2987
2 N 2992	Si	NPN	2	1	100	30	25	75	MT13	2 N 2994	2 N 2988

1) Transistors doubles

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES TRANSISTORS

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain min.	Gain max.	Type de boitier	Équivalences La plus approchée	Équivalences Approximative
2 N 2993	Si	NPN	2	1	80	30	60	120	MT13	2 N 2991	2 N 2989
2 N 2994	Si	NPN	2	1	100	30	60	120	MT13	2 N 2992	2 N 2990
2 N 2995	Si	NPN	1,5	1	100	10	30	100	MT20	2 N 1719	2 N 1721
2 N 2996	Ge	PNP	0,075	0,050	10	550		200	T072	2 N 2415	2 N 2416
2 N 2997	Ge	PNP	0,075	0,050	15	600		200	T072	2 N 2795	GM 656 A
2 N 2998	Ge	PNP	0,075	0,020	12	900		200	T072	AF 379	2 N 2796
2 N 2999	Ge	PNP	0,075	0,020	10	1,6 GHz		100	T072	AF 379	2 N 2796
2 N 3009	Si	NPN	0,360	0,200	15	350		30	T052	2 N 4422	GET 3646
2 N 3010	Si	NPN	0,300	0,050	6	600	25	55	T018	2 N 709	2 N 709 A
2 N 3011	Si	NPN	0,360	0,200	12	400	30	120	T018	2 N 4419	TIS 51
2 N 3012	Si	PNP	0,360	0,200	12	400	30	120	T018	2 N 2894	BSV 21
2 N 3013	Si	NPN	0,360	0,200	15	350		30	T052	GET 3013	TIS 55
2 N 3014	Si	NPN	0,360	0,200	20	350		30	T052	GET 3014	TIS 52
2 N 3015	Si	NPN	0,800		30	250		30	T05	2 N 3300	2 N 3299
2 N 3016	Si	NPN	3,3	2,5	50	BF	60		R81	2 SC 592	MSC 2005
2 N 3017	Si	NPN	3,3	5	50	BF	60		MT27	2 N 4312	2 N 3629
2 N 3018	Si	NPN	25	10	50	BF	60		T061	BU 100	2 N 5304
2 N 3019	Si	NPN	0,800	1	80	100	100	300	T05	2 N 3020	2 N 1893 A
2 N 3020	Si	NPN	0,800	1	80	100	40	120	T05	2 N 3019	2 N 1893 A
2 N 3021	Si	PNP	25	3	30	60	20	60	T03	2 N 3024	MJE 370
2 N 3022	Si	PNP	25	3	45	60	20	60	T03	2 N 3025	BD 242
2 N 3023	Si	PNP	25	3	60	60	20	60	T03	2 N 3026	BD 242 A
2 N 3024	Si	PNP	25	3	30	60	50	180	T03	2 N 3021	MJE 3370
2 N 3025	Si	PNP	25	3	45	60	50	180	T03	2 N 3022	BD 242
2 N 3026	Si	PNP	25	3	60	60	50	180	T03	2 N 3023	BD 242 A
2 N 3033	Si	NPN	0,300	10 1)	160 (Vcb)				T018	Transistors Avalanche - Mode pas d'équivalents	
2 N 3034	Si	NPN	0,300	10 1)	120 (Vcb)				T018		
2 N 3035	Si	NPN	0,300	10 1)	90 (Vcb)				T018		
2 N 3036	Si	NPN	0,800	1,2	80	50	40		T05	2 N 4897	2 N 2891
2 N 3037	Si	NPN	0,360	0,500	70	50	30		T050	2 N 2316 2)	2 N 2437 2)
2 N 3038	Si	NPN	0,360	0,500	60	50	60		T050	2 N 2460 2)	2 N 2461 2)
2 N 3039	Si	PNP	0,360	0,500	35	50	20		T050	2 N 3040	2 N 5373 2)
2 N 3040	Si	PNP	0,360	0,500	30	50	40		T050	2 N 3039	2 N 5373 2)

1) Ic de pointe 2) pas d'équivalent en brochage cruciforme (TO50).

TRANSISTORS

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 3043 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	30	100	300	TO89	2 N 3046	2 N 2972
2 N 3044 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	30	100	300	TO89	2 N 3045	2 N 2976
2 N 3045 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	30	100	300	TO89	2 N 3044	2 N 2977
2 N 3046 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	30	50	200	TO89	2 N 3043	2 N 2982
2 N 3047 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	30	50	200	TO89	2 N 3048	2 N 2976
2 N 3048 1)	Si	NPN	0,250	0,030	45	30	50	200	TO89	2 N 3047	2 N 2977
2 N 3049 1)	Si	PNP	0,250	0,100	20	60	30		TO89	2 N 3051	2 N 2805
2 N 3050 1)	Si	PNP	0,250	0,100	20	60	30		TO89	2 N 3049	2 N 2806
2 N 3051 1)	Si	PNP	0,250	0,100	20	60	30		TO89	2 N 3050	2 N 2807
2 N 3052 1)	Si	NPN	0,250	0,200	15	200	25		TO89	2 N 3424	2 N 3425
2 N 3053	Si	NPN	5	0,700	40	100	50	250	TO5 ou TO39	40392	BSX 49
2 N 3054	Si	NPN	25	4	60	0,030	25	100	MD6	BDY 78	BUY 38
2 N 3054 A	Si	NPN	75	4	60	0,030	25	100	MD6	MJE 2481	MJE 2483
2 N 3055 2)	Si	NPN	117	15	60	0,800	20	70	TO3	2 N 3055 S ou BDX 10	2 N 3055 TIP
2 N 3055-1	Si	NPN	117	15	40	0,800	20	70	TO3	2 N 3055-2	
2 N 3055-2	Si	NPN	117	15	40	0,800	10	70	TO3	2 N 3055-1	
2 N 3055-3	Si	NPN	117	15	100	0,800	20	70	TO3	2 N 3055-6	2 N 3055-7
2 N 3055-4	Si	NPN	117	15	30	0,800	30	70	TO3	2 N 3055-5	2 N 3055-1
2 N 3055-5	Si	NPN	117	15	30	0,800	14		TO3	2 N 3055-4	2 N 3055-2
2 N 3055-6	Si	NPN	117	15	100	0,800	15	70	TO3	2 N 3055-3	2 N 3055-7
2 N 3055-7	Si	NPN	117	15	100	0,800	14	70	TO3	2 N 3055-6	2 N 3055-8
2 N 3055-8	Si	NPN	117	15	100	0,800	70		TO3	2 N 3055-6	2 N 3055-7
2 N 3055-9	Si	NPN	117	15	55	0,800	14	70	TO3	2 N 3055-10	2 N 3055 S
2 N 3055-10	Si	NPN	117	15	55	0,800	70		TO3	2 N 3055-9	2 N 3055 S
2 N 3055 3)	Si	NPN	117	15	60	0,800	20	70	TO3	2 N 3055	2 N 3055 TIP
2 N 3055 TIP 4)	Si	NPN	117	15	60	Fe 3 trans.	20	70	TO3 plast.	2 N 3055 S	2 N 3055
2 N 3056	Si	NPN	0,400	1	60	12	40	120	TO46	2 N 3057	2 N 2460
2 N 3056-A	Si	NPN	0,400	1	80	12	40	120	TO46	2 N 3057 A	2 N 2364 A
2 N 3057	Si	NPN	0,400	1	60	12	100	300	TO46	2 N 3056	2 N 2462
2 N 3057 A	Si	NPN	0,400	1	80	12	100	300	TO46	2 N 3056 A	2 N 2364 A
2 N 3058	Si	PNP	0,400	0,100	6	10	40		TO46	2 N 4006	TIS 53
2 N 3059	Si	PNP	0,400	0,100	10	10	100		TO46	2 N 2944	2 N 2944 A
2 N 3060	Si	PNP	0,400	0,100	60	5	30		TO46	2 N 3061	2 N 4982

1) Transistors doubles 2) VCE sat. : 1,1 V pour IC/IB = 4/0,4 mA. 3) VCE sat. : 2,5 V pour IC/IB = 10/3,3 mA. 4) VCE sat. : 3 V pour IC/IB = 10/3,3 mA.

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 3061	Ge	PNP	0,400	0,100	60	8	60		T046	2 N 4019	2 N 3060
2 N 3062	Si	PNP	0,400	0,100	80	3	20		T046	2 N 3063	2 N 2598
2 N 3063	Si	PNP	0,400	0,100	80	5	50		T046	2 N 2599	2 N 2600
2 N 3064	Si	PNP	0,400	0,100	100	2	15		T046	2 N 3065	MM 4000
2 N 3065	Si	PNP	0,400	0,100	100	4	30		T046	2 N 2599 A	2 N 3064
2 N 3066	Si (FET)	Cal N	0,300		30(Vds)		gFS 400	(µmhos) 1000	T018	ITE 3066	2 N 4861
2 N 3067	Si (FET)	Cal N	0,300		30(Vds)		300	1000	T018	ITE 3067	2 N 4861
2 N 3068	Si (FET)	Cal N	0,300		30(Vds)		200	1000	T018	ITE 3068	2 N 4861 A
2 N 3069	Si (FET)	Cal N	0,350		30(Vds)		1000	2500	T018		2 N 5592
2 N 3070	Si (FET)	Cal N	0,350		30(Vds)		750	2500	T018		2 N 5593
2 N 3071	Si (FET)	Cal N	0,350		30(Vds)		500	2500	T018		2 N 5594
2 N 3072	Si	PNP	0,800	0,500	60	130	25		T05	BC 361-6	BC 361-10
2 N 3073	Si	PNP	0,360	0,500	60	130	25		T018	ME 513	A 5 T 3645
2 N 3074	Ge	PNP	0,140	0,020	25	BF	14		T012	2 N 3075	AF 181
2 N 3075	Ge	PNP	0,140	0,020	25	BF	20		T012	2 N 3074	AF 181
2 N 3076	Si	NPN	125	10	100	50	30	90	MT38	2 N 1900	2 N 4348 (T03)
2 N 3077	Si	NPN	0,360	0,050	60	60	80		T018	2 N 2522	2 N 2521
2 N 3078	Si	NPN	0,360	0,050	60	60	25		T018	2 N 3077	2 N 2515
2 N 3079	Si	NPN	150	5	200	0,030	7	40	T036	2 N 3432	2 N 3433
2 N 3080	Si	NPN	150	5	300	0,030	7	40	T036	2 N 3434	2 N 3433
2 N 3081	Si	PNP	0,600	0,600	50	150	30		T05	BFX 87	2 N 3671
2 N 3081/46	Si	PNP	0,400	0,600	50	150	30		T046	2 N 3504	TM 2614
2 N 3082 1)	Si	NPN	0,500	0,100	7	100	100		T077	2 N 3083	BFR 44 A
2 N 3083 1)	Si	NPN	0,500	0,100	7	100	100		T077	2 N 3082	BFR 44 A
2 N 3084	Si (FET)	Cal N	0,400		15(Vds)		gFS 400	(µmhos) 2000	R82	2 N 3085	TIS 58
2 N 3085	Si (FET)	Cal N	0,400		15(Vds)		400	2000	T018	2 N 3084	TIS 58
2 N 3086	Si (FET)	Cal N	0,400		15(Vds)		400	2000	R82	2 N 3087	TIS 68
2 N 3087	Si (FET)	Cal N	0,400		15(Vds)		400	2000	T018	2 N 3086	TIS 68
2 N 3088	Si (FET)	Cal N	0,400		15(Vds)		300	2000	R82	2 N 3088 A	TIS 69
2 N 3088 A	Si (FET)	Cal N	0,400		15(Vds)		300	2000	R82	2 N 3088	TIS 69
2 N 3089	Si (FET)	Cal N	0,400		15(Vds)		300	2000	T018	2 N 3089 A	TIS 70
2 N 3089 A	Si (FET)	Cal N	0,400		15(Vds)		300	2000	T018	2 N 3089	TIS 70
2 N 3107	Si	NPN	0,800	1	60	70	100	300	T05	2 N 2939	BC 211 A

1) Transistors doubles.

idées FONCTIONNEMENT DES SEMI-CONDUCTEURS OPTO-ELECTRONIQUES

Les montages optoélectroniques comportent généralement des circuits à composants électroniques associés à des composants capteurs ou générateurs de lumière.
Il existe aussi des transmetteurs de signaux électriques par l'intermédiaire des signaux lumineux. Dans certains cas on fait aussi appel à des modulateurs mécaniques de lumière pour créer des signaux périodiques ou uniques.
Les principaux composants capteurs ou générateurs de signaux lumineux sont les suivants :
Générateurs :

- **Diodes luminescentes dites LED.**
- **Lampes d'éclairage (à filament, à arc, fluorescentes).**
- **Tubes à gaz (au néon par exemple).**
- **Ecrans fluorescents (comme ceux des tubes cathodiques par exemple ou indicateurs cathodiques).**

Capteurs de lumière :

- **Photorésistances.**
- **Photodiodes.**
- **Photoéléments.**
- **Phototransistors.**
- **Photothyristors.**

Intermédiaires :
Coupleurs photoélectroniques composés d'un générateur et d'un capteur.

CARACTERISTIQUES

Photorésistances

A la **figure 1** on donne l'aspect et le symbole schématique d'une photorésistance.
A la **figure 2** on donne des exemples de montage de ces composants qui, recevant des signaux lumineux, produisent les signaux électriques correspondants.
Dans les deux cas A et B, la photorésistance PR est en série avec une résistance fixe ou réglable R.
Le système possède deux points, + et — d'alimentation et un point de sortie relié au point commun de PR et R.
Lorsque la lumière passe de zéro à une forte intensité, la résistance de PR passe d'une valeur très grande, à une valeur faible.
La variation de la résistance suit celle de la lumière. De ce fait, la tension e_s, entre le point de sortie et la ligne — d'alimentation, est le signal correspondant au signal optique visible par les humains ou invisible (infrarouges, ultra-violets et autres).
Dans le cas (A) : si la lumière augmente, la résistance de PR diminue et la tension e_s par rapport à la masse augmente. Ce montage peut être qualifié de **non inverseur.** Dans le cas (B) : si la lumière augmente, la résistance de PR diminue également. La tension e_s diminue, donc ce montage, avec PR du côté — alimentation, est **inverseur.**

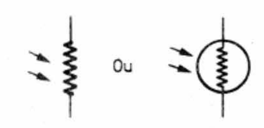


Figure 1

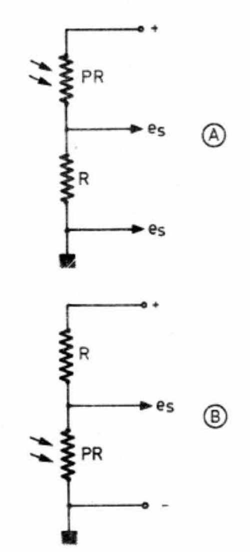


Figure 2

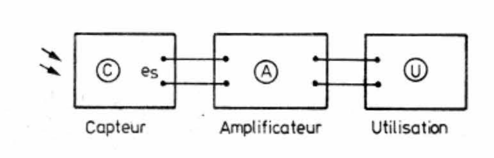


Figure 3

Diverses variantes de ces montages peuvent être imaginées comme les suivantes :

1° Plusieurs photorésistances en série.
2° Plusieurs photorésistances en parallèle.
3° Montage série — parallèle.
4° Réseaux divers de R et PR, alimentés par une source de tension et produisant plusieurs tensions de sortie.

Ces circuits se branchent généralement à des amplificateurs recevant à leur entrée la tension e_s et fournissant à leur sortie un signal dont on utilise la tension, le courant ou la puissance, adaptés à l'utilisation, comme le montre la **figure 3.**
C est **le capteur** réalisé comme indiqué plus haut,
A est **l'amplificateur,** de tension, de courant ou de puissance,
U est l'**utilisation :** reproducteur sonore, relais, lampe électrique, générateur optoélectronique, coupleur optoélectronique, etc (1).

Photo-éléments

Il s'agit de photopiles ou cellules voltaïques ou cellules solaires. Ce sont des piles fournissant une tension qui croît avec la lumière.
Le symbole schématique est indiqué à la **figure 4** en (A) et (B).
En (A) :
Le pôle — du photoélément est porté à une certaine tension continue E_1, positive par rapport à la masse et inférieure à la tension d'alimentation grâce au diviseur de tension $R_1 — R_2$.
A la sortie + du photoélément, la tension est évidemment, égale à $E_1 + e_{Pe}$, par rapport à la masse.
Cette tension apparaît aux bornes de R_3 et est appliquée comme polarisation positive de la base du transistor Q_1 du type NPN. Lorsque la lumière appliquée au photoélément augmente, il en est de même de e_{Pe} donc de $E_1 + e_{Pe}$ polarisant la base. De ce fait, le courant de collecteur et celui d'émetteur augmentent.
La tension de sortie e_C diminue tandis que la tension de sortie e_e augmente.
On dispose ainsi de montages à deux sorties en push-pull ou de montages à une sortie en supprimant éventuellement R_4 ou R_5.
Comme dans le cas de la **figure 3,** ce générateur optoélectronique de tension peut être suivi d'amplificateurs.
A la figure 4B on donne un montage où la tension E_1 est réglable à l'aide d'un potentiomètre.

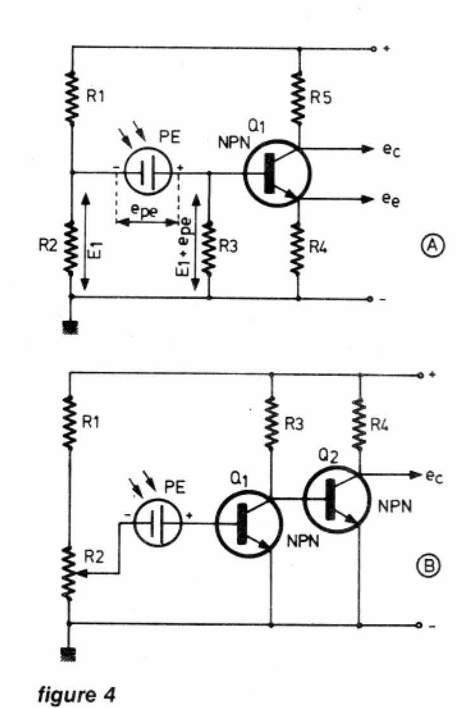


figure 4

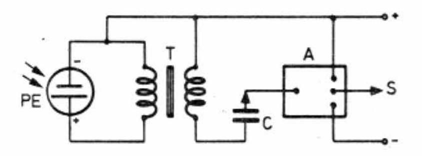


Figure 5

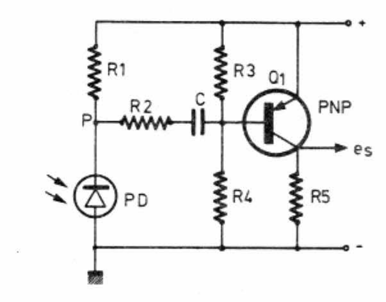


Figure 6

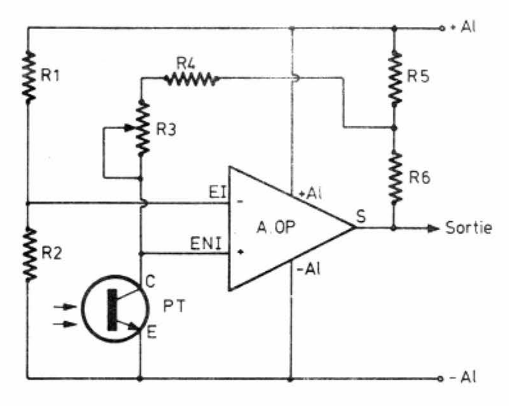


Figure 7

Le transistor Q_1 est à sortie sur le collecteur et en liaison directe avec Q_2. Le signal de sortie peut être utilisé d'une manière quelconque, par exemple pour alimenter un relais, une lampe d'éclairage, une diode luminescente (LED), etc.
Voici à la **figure 5** un autre moyen de coupler un photoélément à un amplificateur.
Le photoélément est couplé à l'aide d'un transformateur. Le couplage est achevé avec le condensateur C. Le signal de sortie de A peut être utilisé selon l'application choisie (1).

Photodiodes

La diode n'étant pas éclairée, son courant, dit d'obscurité, est très faible, par exemple quelques microampères. Les photodiodes ne produisent pas de tension. Elles se montent comme les photoéléments. Il faut toutefois les alimenter en inverse, c'est-à-dire l'anode négative par rapport à la cathode.
Voici à la **figure 6,** un mode de montage de photodiode. A l'obscurité, le courant de la diode est très faible et le point P est à un potentiel positif très proche de celui de la ligne de masse.
Si la diode est éclairée, son courant augmente et la tension du point P varie.
Les variations de tension de ce point sont transmises par C à la base du transistor Q_1, par exemple un PNP.

Phototransistors Photothyristors

Dans certaines phototransistors, la base n'est pas accessible de l'extérieur et n'est pas connectée. Dans d'autres, la base est accessible et on la connecte à un point de polarisation convenable. Un exemple de montage de phototransistor est donné à la **figure 7.**
L'entrée inverseuse EI de l'amplificateur opérationnel est polarisée par R_1 et R_2 tandis que l'entrée non inverseuse (ENI) est polarisée par le phototransistor du côté négatif et par des résistances R_3, R_4, R_5 et R_6 du côté +. Le réglage de R_3 permet de polariser l'entrée inverseuse à une valeur convenable. Ce montage donne une impulsion positive à la sortie, lorsque le phototransistor reçoit une lumière croissante suffisante. Ce montage est analogue à un trigger de Schmitt.
Avec des phototransistors, on peut obtenir des gains considérables surtout en les faisant suivre d'amplificateurs.

Matériau	Ga A^s : Zn	Ga A^s : Si	Ga A^s : P	Ga A^sP : N	Ga A^sP : N	GaP : N
Radiation	infrarouge	infrarouge	rouge	orange	jaune	vert
Longueur d'onde	900 nm	930 nm	655 nm	625 nm	590 nm	565 nm

Lorsqu'on a besoin d'un signal électrique puissant à la sortie, on pourra utiliser un phototransistor Darlington. Ce composant contient les deux transistors qui caractérisent les « Darlingtons ».
Les photothyristors se distinguent des thyristors par le mode de l'allumage. Ce dernier est produit par l'application de la lumière. La gâchette est maintenue dans ce cas à un potentiel fixe ou réglable.

Emetteurs de lumière LED

Les composants semi-conducteurs ou « autres » (par exemple les lampes d'éclairage, les tubes cathodiques, etc.), qui reçoivent un signal électrique et fournissent un signal lumineux, sont des **émetteurs** de lumière, désignation donnée par opposition à celle des composants **récepteurs :** photodiodes, phototransistors, etc.
Les diodes luminescentes (en anglais light emitting diodes) désignées un peu partout par LED se présentent sous une forme très compacte. Les LED se distinguent par le matériel dont elles sont constituées, chacun donnant un maximum de lumière à une certaine longueur d'onde.
Voici au tableau ci-dessus quelques indications à se sujet
Il en existe d'autres.
En réalité, chaque diode émet dans une bande de longueurs d'onde, par exemple la LED au Ga A^s : Zn émet entre 800 et 900 nm (nm : nanomètre = 10^{-9} m).
La puissance du signal électrique est de l'ordre du mW ou de la dizaine de milliwatts.

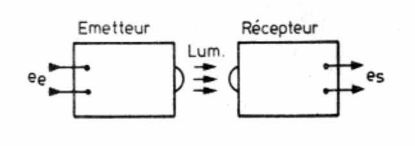


Figure 8

Des systèmes optiques peuvent être associés aux diodes LED pour améliorer la transmission de la **lumière** ou de la **radiation** dans une direction privilégiée (1).

Photocoupleurs

On les nomme aussi isolateurs optiques. Un photocoupleur se compose d'un émetteur de lumière et d'un récepteur de lumière comme lindiqué à la **figure 8.** Il existe des photocoupleurs tout montés, dans lesquels les deux composants forment un tout indivisible. Certains possèdent une fente permettant à l'utilisateur d'intercepter les rayons lumineux ou autres, et par conséquent de faire varier leur intensité mécaniquement.
Cette variation peut être lente, brusque, ou périodique. Elle se traduira par un signal électrique e_s conforme, d'une part au signal d'entrée et à la modulation de la lumière ou de la radiation infrarouge, par exemple émise par l'émetteur opto-électronique.
Des isolateurs optiques ou photo-isolateurs peuvent être également réalisés avec deux composants distincts et indépendants, l'un émetteur et l'autre récepteur.
Un avantage important de ces composants est l'isolation électrique considérable pouvant être atteinte entre l'entrée e_e du signal et la sortie e_s.
La qualité du dispositif s'exprime par différentes caractéristiques, par exemple la résistance d'isolation, la bande des longueurs d'onde, la longueur du parcours de rayons entre les deux parties.
Des diodes LED, dont la surface luminescente peut avoir des formes différentes de celle circulaire, peuvent être associées pour former des motifs lumineux quelconques ou des chiffres ou des lettres. Ce sont des ensembles de LED de ce genre qui forment les tableaux d'affichage de nombreux appareils opto-électroniques comme par exemple les calculatrices électroniques, les horloges et montres électroniques et nombreux autres appareils de mesure, d'informatique et de surveillance.

Applications des composants opto-électroniques

Barrière lumineuse

Un exemple de montage utilisant un coupleur optoélectronique réalisé avec des éléments séparés est donnée à la **fifure 9** (2).
On a composé le coupleur avec une diode luminescente LD 261 et un phototransistor PH1 du type BPK 81. La base de ce phototransistor reçoit la lumière produite par la diode, la distance du parcours des rayons étant de l'ordre de 10 mm. Cette barrière fonctionne avec l'interrupteur de liaison optique, effectué par un objet qui s'introduit entre la LED et le phototransistor. L'objet est représenté par une droite avec flèches indiquant les deux sens de son déplacement.
L'effet obtenu est le suivant :
Si les rayons sont interceptés, le BPX 81 n'est pas éclairé. A la sortie Q, le signal est au niveau haut, alors qu'il est au niveau bas si le BPX 81 est éclairé.
Le circuit intégré CI peut être un TAA 761 A ou TCA 325 A.
Si l'on utilise le TAA 761 A, la résistance R de 50 kΩ est enlevée et le point CXX 6 reste « en l'air ».
Si l'on utilise un TCA 325 A, la résistance A sera en place. Ces deux amplificateurs opérationnels diffèrent par leur étage final, car le TAA 761 A possède un Darlington à la sortie et le point 6 sert à la compensation de fréquence de l'amplificateur.
Si l'application ne nécessite pas cette compensation, on ne connectera pas le point 6 et R n'existera pas.
On préfèrera le TAA 761 A dans les applications où la tension de sortie, à l'état conducteur doit être négligeable, ce qui peut être intéressant pour l'attaque de circuits LSL ou des relais par exemple.

Pour la commande de circuits TTL, on préfèrera le TCC 325 A, dont la sortie 6 est effectuée sur le collecteur d'un transistor, chargé par la résistance R.

Le courant de ce collecteur étant de 4 % environ du courant I_Q de sortie, la valeur de R sera égale à 25 R_L, ce qui correspond aux valeurs indiquées sur le schéma.

Le seuil de l'amplificateur opérationnel est déterminé par le diviseur de tension R_3 — R_4. L'hystérésis est réglable avec R_H qui peut se réaliser pratiquement en montant en série une résistance fixe de 100 kΩ avec un potentiomètre de 400 kΩ ou 500 kΩ si l'on ne dispose pas du potentiomètre de 400 kΩ.

Lorsque le phototransistor est éclairé, la résistance R_H est sensiblement mise en parallèle avec R_3 de 56 kΩ. Si le phototransistor est à l'obscurité, R_H est en série avec R_4 de 180 kΩ. Dans ces cas, la valeur la plus favorable de R_H + se trouvera entre 100 kΩ et 500 kΩ.

On ajoutera le courant I du phototransistor avec R_2 dont la valeur dépend de la tension d'alimentation V_s qui peut être comprise entre 5 et 24 V, l'éclairement du BPX 81 et la sensibilité.

La distance entre les deux composants est un paramètre important. Plus elle est grande, plus la lumière appliquée au phototransistor sera faible.

On pourra toutefois augmenter la distance si l'on prévoit un système optique de projection concentrant la lumière de l'émetteur. La sensibilité dépend aussi de la lumière ambiante qui subsiste lorsque le phototransistor doit être à l'état d'obscurité.

Il est possible d'utiliser des émetteurs de lumière puissants, ce qui permettra de prévoir des distances plus grandes entre les deux composantes du coupleur optoélectronique.

Dans ce cas, le courant I du transistor ne devra pas dépasser 100 μA.

La valeur de R_1 dépend de l'alimentation V_s et sera choisie d'après le tableau ci-après :

R_2 sera de 15 kΩ pour V_s = 3 V, de 22 kΩ pour V_s = 5 V et sera augmentée lorsque V_s augmentera.

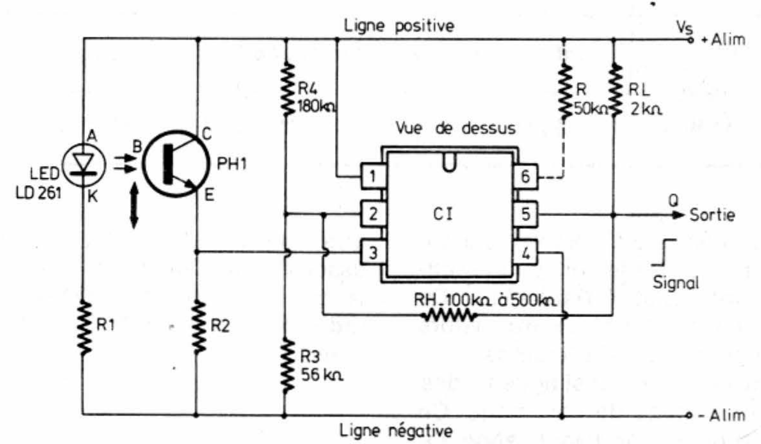


Figure 9

Montage avec impulsion négative à la sortie

Le coupleur optoélectronique est constitué, comme on peut le voir sur la **figure 10,** par une LED LD 261 et un phototransistor BPX 81.

Comme précédemment, la distance est de 10 mm entre les deux composants ou plus grande avec système optique approprié ou émetteur de lumière plus puissant.

Ce montage est plus simple que le précédent.

Lorsqu'il y a de la lumière sur PH, le niveau à la sortie Q est haut. Si la lumière est interceptée, le niveau est bas.

Cela correspond à une impulsion négative.

Cette variation de niveau est due à la variation du courant passant par R_L de 2 kΩ. En ce qui concerne le circuit intégré TCA 105, on notera que le point de terminaison (ou broche) 2 correspond à la base du transistor d'entrée de ce CI, tandis que le point 3 est l'émetteur de ce même semi-conducteur. La base est connectée dans le boîtier, au collecteur, par une résistance de 8 kΩ.

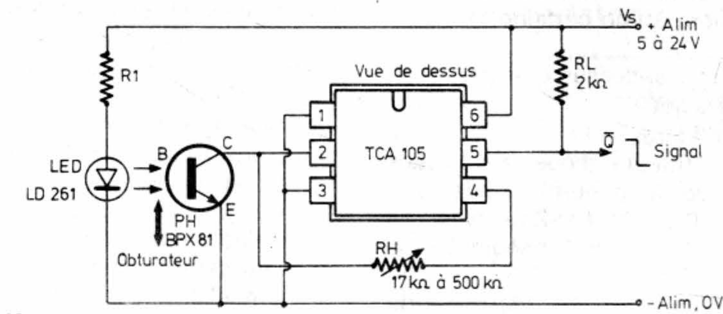


Figure 10

TABLEAU I								
V_s	3	5	9	12	15	18	24	volts
R_1	0,1	0,33	0,68	1	1,3	1,6	2,2	kilohms

Lorsque le courant de PH circule vers le point 2, le transistor de sortie du CI, dont l'électrode de sortie est accessible au point 5, est bloqué et celui aboutissant au point 4 est conducteur.

Cette situation correspond au cas où le phototransistor est éclairé. Le courant de commutation au point 2 nécessaire est de 80 μA. Ce courant est interrompu si la lumière appliquée au BPX 81 disparaît.

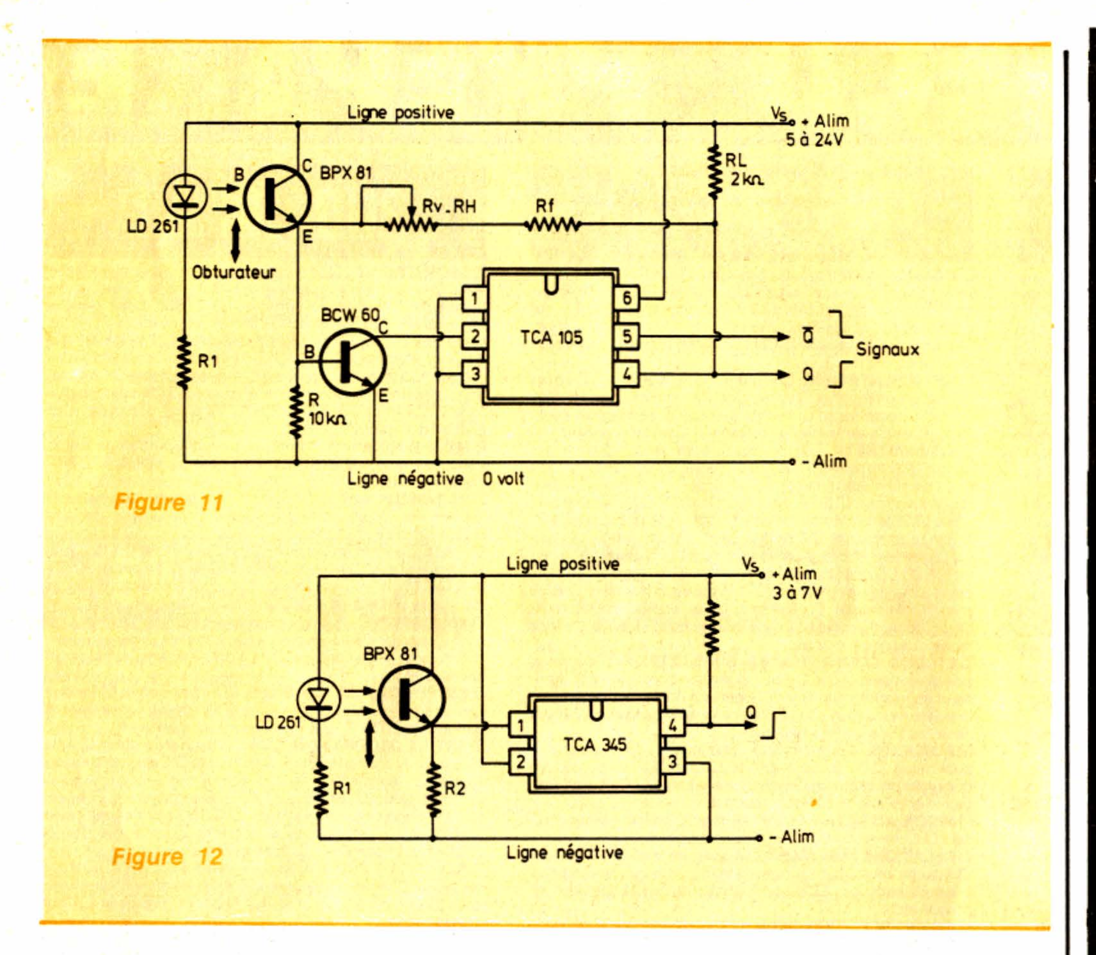


Figure 11

Figure 12

Avec R_H on pourra faire varier l'hystérésis de commutation du TCA 105. On réalisera R_H avec une résistance fixe de 17 kΩ environ et un potentiomètre de 500 kΩ, ou avec des résistances fixes. La sensibilité du circuit peut être modifiée par le choix de la LED. On choisira R_1 d'après la tension d'alimentation (voir le tableau I du précédent montage).

Une plus grande sensibilité peut être obtenue avec la barrière de la **figure 11.** Avec ce montage, l'hystérésis de commutation est également meilleure.

Dans ce montage, on a disposé un transistor additionnel, BCW 60, fonctionnant en inverseur, car l'entrée est sur la base et la sortie, sur le collecteur. L'hystérésis est réglable avec R_H dont la valeur dépend du choix de la tension V_s d'alimentation.

TABLEAU II

V_s (V)	R_f (kΩ)	R_v (kΩ)
5	150	100
10	270	250
15	390	250
20	560	250
24	680	500

Sur le potentiomètre R_v, on pourra régler entre 20 % et 50 % la valeur de l'hystérésis.

Voici les valeurs de R_v et R_f constituant R_H.

Le courant de sortie du CI est de 70 mA au maximum et il sera possible de connecter des petits relais aux points Q et $\bar{Q}$.

On prendra R_1 d'après le tableau I (2).

A la **figure 12** on donne un schéma plus simple, avec une seule sortie Q donnant une impulsion positive lorsque la lumière est interrompue.

Les valeurs de R_1 sont celles du tableau I déterminées par le choix de V_s : 3,5 ou 7 V.

Celles de R_2 sont :

15 kΩ si $V_s = 3$ V, 22 kΩ si $V_s = 5$ V, 33 kΩ si $V_s = 7$ V.

On pourra ajuster le photocourant avec R_2.

La source de lumière ne devra pas donner lieu à un courant de phototransistor supérieur à 100 µA environ (2).

■

Références :

[1] Documents Telefunken.

[2] Documents Siemens.

PRESSE TECHNIQUE ÉTRANGÈRE

Détecteur d'impulsions normales

Lorsqu'un signal dont la forme normale est celle de la **figure 1** (A), c'est-à-dire à impulsions négatives, régulièrement espacées et de même forme, présente des défauts comme les deux suivants : impulsions manquantes ou période partielle plus longue entre deux impulsions, il est possible de détecter ces anomalies et même de les signaler par un dispositif avertisseur.

Des signaux défectueux de ce genre peuvent être produits par toutes sortes de « générateurs » dont en voici deux : le cœur et un moteur d'automobile (allumage).

En (B) **figure 1** on montre un signal présentant un défaut de ce genre. Il s'agit d'une impulsion négative manquante. Grâce au montage à CI, 555, on pourra obtenir, au moment où le défaut se produit, une impulsion unique négative qui servira à déclencher un avertisseur.

On utilise dans le montage de la **figure 2,** en plus du CI, un transistor PNP, Q_1 deux condensateurs et deux résistances. Leur valeurs sont : $C_1 = 10$ nF, $C_T = 0{,}1$ µF, $R_L = 1$ kΩ à 20 kΩ valeur non critique, $R_T = 1$ kΩ. Le transistor sera par exemple un 2 N 4403 ou équivalent, obligatoirement du type PNP.

Le signal à surveiller est appliqué à l'entrée point 2 du CI. Comme il existe plusieurs présentations de boîtiers de 555, nous indiquons à la **figure 3** les significations des points de branchement correspondant au montage proposé qui peut être le boîtier cylindrique à 8 fils (voir **figure 4 (A)** et le boîtier rectangulaire à 8 broches (voir **figure 4** (B). Les brochages des **figures 2** et **3** sont les mêmes avec les deux types de boîtiers.

L'avantage du boîtier rectangulaire réside dans la possibilité de monter le CI sur un support, ce qui peut intéresser les expérimentateurs ayant à essayer des 555 sur des montages différents.

Le montage de la **figure 2** est celui d'un multivibrateur monostable.

L'impulsion de sortie est indépendante de la forme du signal appliqué à l'entrée. Elle est commandée par la constante de temps R_T, C_T.

Figure 1

Figure 2

Figure 3

Figure 4

Par exemple, si $R_T = 1$ kΩ et $C_T = 0{,}1$ µF, la constante de temps vaut $10^3/10^7$ seconde = 100 µs.

D'une manière générale le monostable à CI 555 peut être alimenté par une source de tension continue de 5 à 15 V.

A l'état de conduction, C_T se décharge dans une résistance intérieure du CI, connectée au point de seuil (TRESHOLD point 6). Une impulsion négative au point 2 (TRIGGER) produite par le signal à surveiller, c'est-à-dire le signal d'entrée dans le montage proposé, amène l'état haut à la sortie (point 3) et C_T commence à se charger.

Lorsque la tension aux bornes de C_T atteint le niveau du point de seuil (6) pendant une durée déterminée par R_T C_T, la tension du point 3 de sortie revient immédiatement à l'état bas. Dans le cas de l'application proposée, l'intervalle de temporisation suit la période de l'impulsion d'entrée tant que celle-ci est inférieure à cet intervalle (égale à 1,1 R_T C_T).

Si la fréquence f_i de l'impulsion diminue

(et sa période T_i augmente) ou si une ou plusieurs impulsions sont manquantes, le temps de charge de C_T peut s'achever d'où le signal d'alarme.

A la **figure 1**, on a représenté en (C) le signal de sortie à impulsion négative d'alarme et en (D) la tension aux bornes de C_T.

Diviseur de fréquence

Avec deux 555 on peut réaliser un diviseur de fréquence à l'aide du montage de la **figure 5.** Dans celui-ci, au lieu de deux 555 on a préféré un CI à deux temporisateurs genre 555, réunis dans un seul CI, le XR 2556 fabriqué par EXAR.

Le montage, malgré l'emploi d'un CI à 14 broches en boîtier rectangulaire, reste encore assez simple, n'utilisant que 4 résistances dont une variable, 5 condensateurs fixes et des bornes d'entrée, de sortie et d'alimentation. Eventuellement le XR 556 pourrait être monté sur support 14 broches.

Un diviseur plus simple à un seul 555 peut être réalisé avec le montage monostable de la **figure 2** qui fonctionne de la manière suivante : l'intervalle de temporisation $T = 1{,}1\ R_T\ C_T$ doit être ajusté en rendant R_T variable. Tant que T est supérieure à la période du signal à la fréquence f_s, appliqué à l'entrée point 2, seules les impulsions d'entrée écartées d'un durée supérieure à $1{,}1\ R_T\ C_T$ produiront une impulsion à la sortie.

La fréquence du signal de sortie sera alors f_s/N, N étant facteur diviseur.

A la **figure 6** on montre la forme des signaux.

En (A) le signal d'entrée ayant par exemple une fréquence $f_s = 5$ kHz. On désire obtenir un signal à la fréquence $f_s/5$, donc $N = 5$ et $f_s/5 = 1$ kHz.

Il faut donc que l'intervalle de temporisation $T = 1{,}1\ R_T\ C_T$ soit approximativement égal à une valeur comprise entre 4 et 5 fois la période du signal d'entrée.

Si T_e est cette période on aura :

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{5000} = 0{,}002 \text{ s} = 0{,}2 \text{ ms.}$$

et on prendra :

$T = 1{,}1\ R_T\ C_T = 4{,}5\ T_s = 0{,}9$ ms.

Si par exemple $C_T = 0{,}1\ \mu F$, on pourra calculer R_T comme suit :

$$R_T = \frac{T}{1{,}1\ C_T} = \frac{9 \cdot 10^7}{1{,}1 \cdot 10^4}$$

ce qui donne :

$R_T = 8181\ \Omega$.

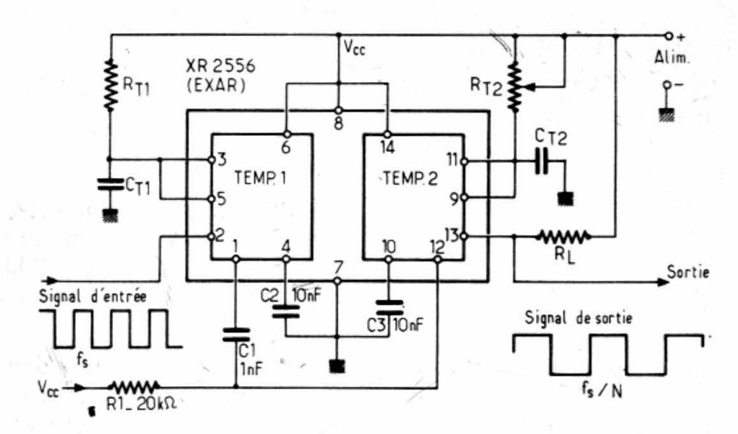


Figure 5

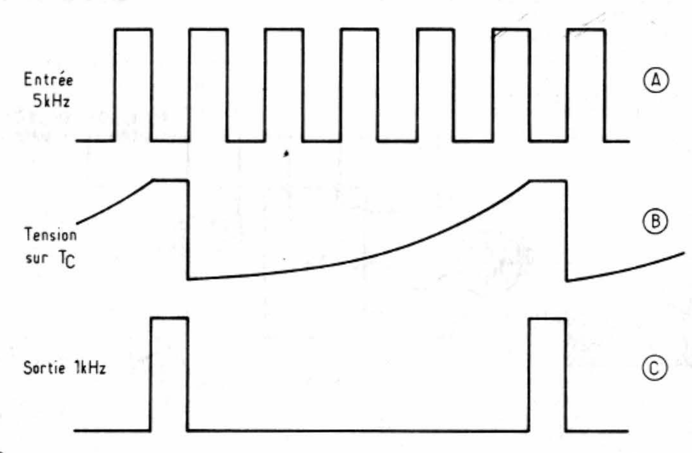


Figure 6

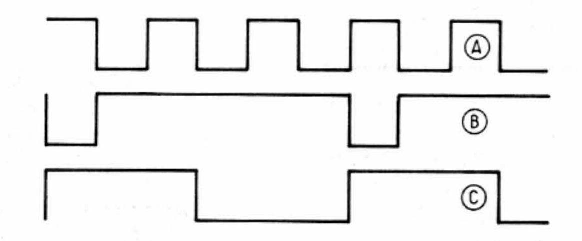


Figure 7

Pratiquement une résistance ajustable de 10 kΩ ou plus conviendra. En observant le signal de sortie à l'oscilloscope, il sera facile de régler R_T à la valeur correspondant à celle de N choisi et même pour d'autres valeurs de N.

Revenons au montage de la **figure 5** à CI EXAR, XR 2556. Le brochage du XR 2556 diffère de celui des 556 normaux donc il n'y a pas d'interchangeabilité entre ces deux CI « équivalents » comme principe et fonction.

Dans ce montage la sortie du temporisateur 1 est reliée à l'entrée du deuxième. De ce fait, celui-ci reçoit un signal à la fréquence du signal fourni par le premier temporisateur. L'avantage de ce montage est dans la possibilité de variation du rapport cyclique entre 1 % et 99 % par variation de R_{T2}.

Voici à la **figure 7** la forme des signaux dans ce montage :

En (A) signal d'entrée à 9 kHz.

En (B) signal de sortie à 9/3 = 3 kHz.

En (C) rapport cyclique variable pour le signal de sortie réalisé avec T_{T2} (Référence 1).

D'autres applications de 555, 556 et autres CI analogues, seront décrites par la suite.

Montages parus dans « Radio Electronics ».

Diviseur arithmétique analogique

Dans le montage de la **figure 8** publié dans Electronics, on applique à ses deux entrées V_y et V_x deux tensions et on obtient à la sortie leur rapport V_x/V_y.
V_x, V_y sont proportionnels à des nombres représentant des grandeurs quelconques. L'appareil se compose de deux parties, à gauche il y a un convertisseur de tension en fréquence, constitué par le CI amplificateur opérationnel A_1, le transistor à effet de champ et le 555.
A droite on trouve un modulateur d'amplitude utilisant un CI A_2.

D'après ce mode de fonctionnement, la capacité C se charge et se décharge entre les tensions 1/3 de V_{cc} et 2/3 de V_{cc}, celle-ci étant la tension d'alimentation positive. On prendra $V_{cc} = 15$ V.

La tension de sortie du 555, au point 3, varie de 5 à 10 V si $V_{cc} = 15$ V.

A l'entrée inverseuse marquée — de A_2, point 3, la tension V_x est appliquée par l'intermédiaire de R_5 de 100 kΩ. Le CI A_2 fonctionne comme modulateur d'amplitude.

Lorsque la sortie du 555, point 3, est au niveau haut de tension, le transistor Q_2 passe à la conduction et met à la masse l'entrée non inverseuse point 3 de A_2.

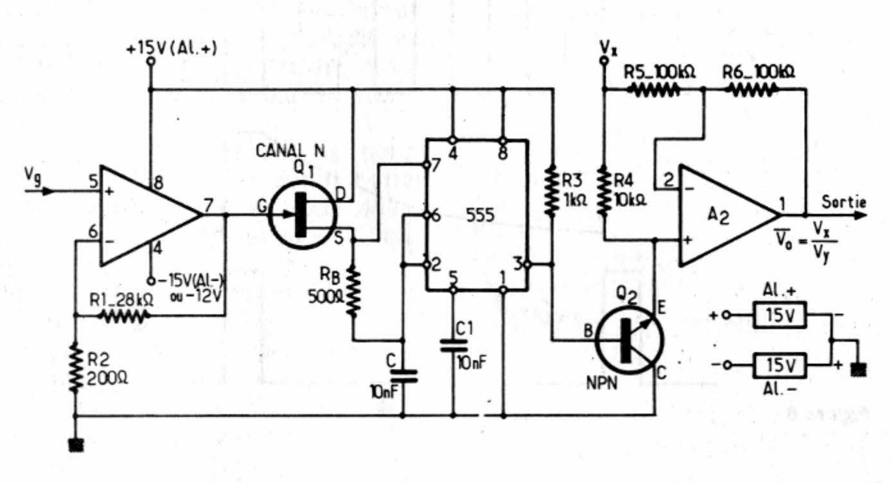


Figure 8

Les deux éléments A_1 et A_2 font partie d'un CI **double 741** dont le brochage est donné à la **figure 9** pour le boîtier cylindrique à 8 fils, adopté dans le montage proposé. Utiliser le CI MC 1458/MC 1558 TELEDYNE qui correspond à ce montage. Le fil 4 est connecté au boîtier métallique.
Le transistor à effet de champ, canal N, est un 2N 4222 et le NPN est un 2N 3646.
Dans le convertisseur tension à fréquence, la tension V_x après amplification par A_1 commande, par la grille, le FET Q_1 qui fonctionne comme une résistance commandée par une tension. Cette « résistance électronique » détermine la fréquence multivibrateur astable réalisé avec le 555.
La résistance du FET ainsi monté est donnée par la relation :
$R = V^2_P [(1 + R_1/R_2) I_s V_g - I_s V_P]$ (1)
dans laquelle V_P est la tension de seuil du FET 2N 4222 et I_s le courant de drain lorsque $V_y = 0$.

MC1588-MC1488
8 (V+)
1 7 2 6 3 5
4(V-)

Figure 9

De cette manière, la tension à la sortie de A_2, point 1 est — V_x.
Lorsque la sortie 3 du 555 est au niveau bas, le transistor Q_2 est bloqué et la tension de sortie 1 de A^2 est + V_x.
Durant la charge du temporisateur la tension à la sortie 1 de A_2 est — V_x. La durée de charge est :
$$t_c = 0{,}693\ (R + R_B)\ (2)$$
Pendant la décharge de durée :
$$t_d = 0{,}693\ R_B\ C\ (3)$$
le niveau de la sortie de A_2 est + V_x.

La valeur moyenne de la tension de sortie de A_2 pendant toute la période du temporisateur 555 est donnée par :
$$V_0 = V_x\ (t_d - t_c)\ /\ (t_d + t_c)$$
En remplaçant t_d et t_c par leurs valeurs (2) et (3) et en remplaçant R par sa valeur donnée par (1) on trouve :
$$V_0 = -V_P\ V_x\ /\ (1 + R_1/R_2)\ V_y\ (4)$$
ou $R_B = V_P/2\ I_s$.
Dans le cas du transistor 2N 4222 FET, $V_P = 15$ V et $I_s = 15$ mA et $R_B = 500$ Ω.
Comme on a pris $R_1 = 14\ R_2$, on trouve finalement, la tension moyenne de sortie :
$$V_O = -V_x\ /\ V_y$$
où V_O est mesuré en **volt obligatoirement.**
Cette valeur moyenne de la tension de sortie de A_2 est égale numériquement au rapport V_x / V_y.
Les tensions V_x et V_y peuvent avoir une valeur comprise entre 0 et + 10 V.
On pourra mesurer la tension moyenne V_O avec un circuit RC à la sortie ou un voltmètre amorti ou autre moyen selon l'application (Réf. 3).

Alimentation régulée ± 18 V à transistors

Le montage d'alimentation de la **figure 10** est assez simple et permet d'obtenir deux tensions de 18 V avec commun à la masse, sous un courant de 0,2 A environ.
Ce montage est extrait de POPULAR ELECTRONICS. Si le secteur est de 110-130 V le fusible sera de 1 A et si le secteur est de 200-250 V, le fusible sera de 0,5 A.
On utilisera un transformateur à secondaire de 2 fois 14 V, c'est-à-dire 28 V avec prise médiane PM, reliée au point de C_1 et C_2 de la ligne de masse.
Celle-ci est le — de la tension « positive » de 18 V et le + de la tension négative de 18 V également.
Le redressement est réalisé à l'aide d'un point de quatre diodes D_1 à D_4 du type 1N 4001. Ce pont reçoit la tension alternative de 28 V sous 200 mA aux sommets A et C et fournit le continu, aux sommets D (—) et B (+).
On effectue la régulation avec un système de transistors PNP et NPN. Q_1 et Q_4 les « ballast » sont du type D 43 C1 et D 42 C1 respectivement (Géneral Electric).
Les deux autres sont Q_2 = 2N 5369 NPN et Q_3 = 2N 5373 PNP. Tous les transistors sont au silicium.

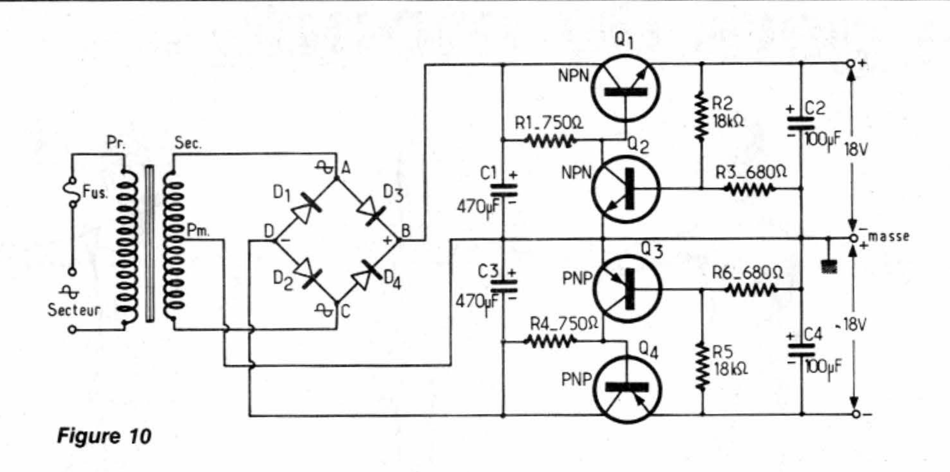


Figure 10

Le filtrage est assuré par C_1 et C_3 de 470 µF et C_2 et C_4 de 100 µ. Ces condensateurs sont des électrolytiques polarisés. Toutes les résistances doivent être de 0,5 W. A ces composants, on pourra ajouter un interrupteur monté en série dans un des fils du secteur.

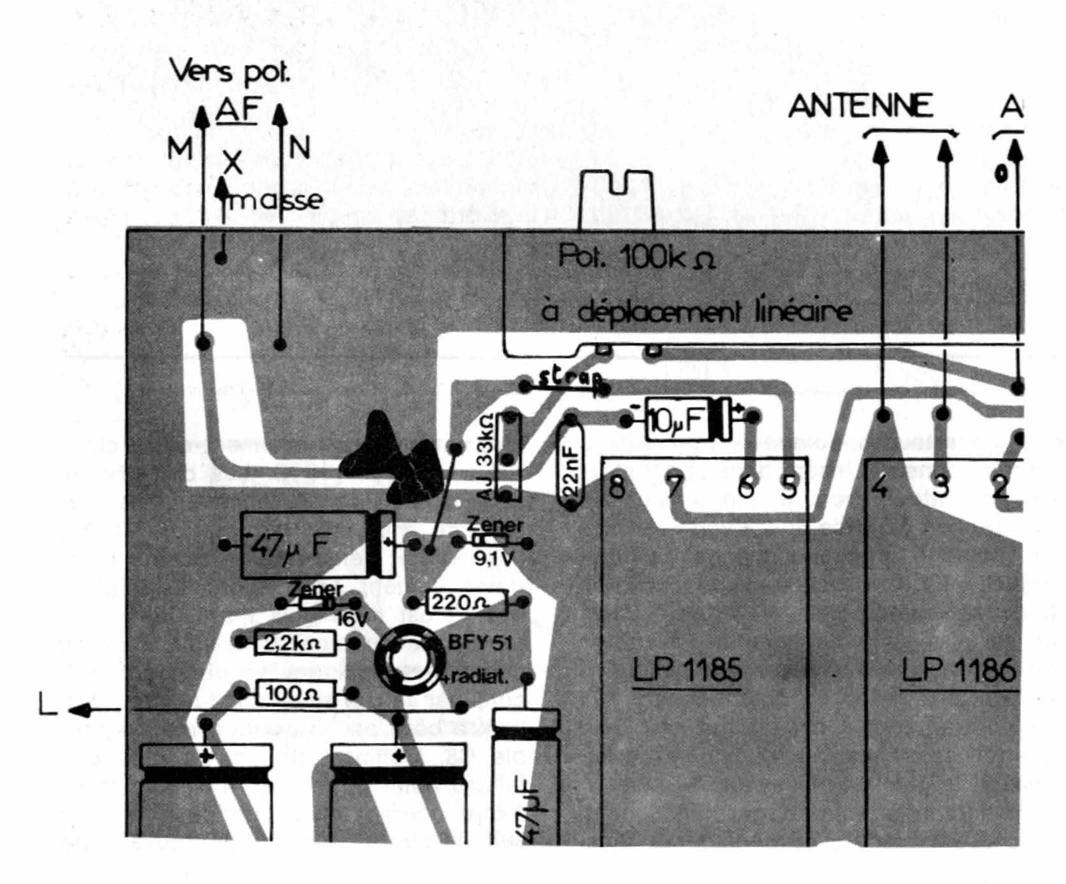
Références

Radio Electronics, septembre 1976.
Popular Electronics, septembre 1976.
Electronics, 5 août 1976.

ERRATUM — Article Tunner SM à touches sensitives

De notre n° 347 — Figure 3 : un strap était mal placé. Il doit relier le point 5 du module LP 1185 au point commun 47µ F, Zener 9,1 V. Voici la partie du schéma rectifié.

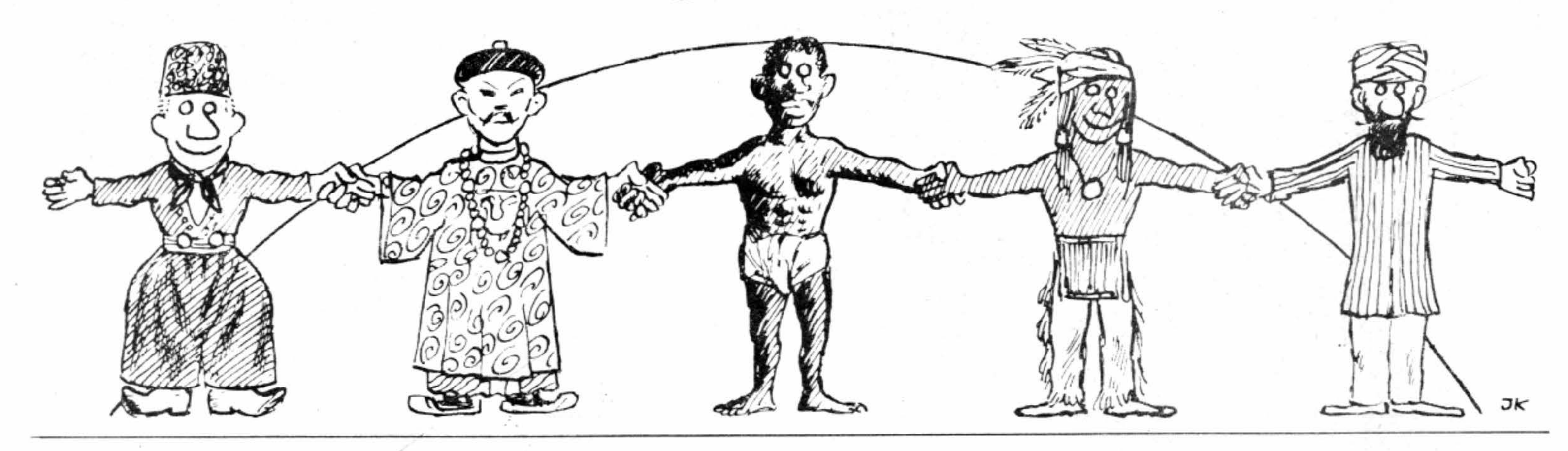
Fig. 5 : la résistance située à droite du circuit SAS 560 S fait 15 KΩ, et non pas 1,5 KΩ, comme l'indiquait d'ailleurs le schéma de principe.



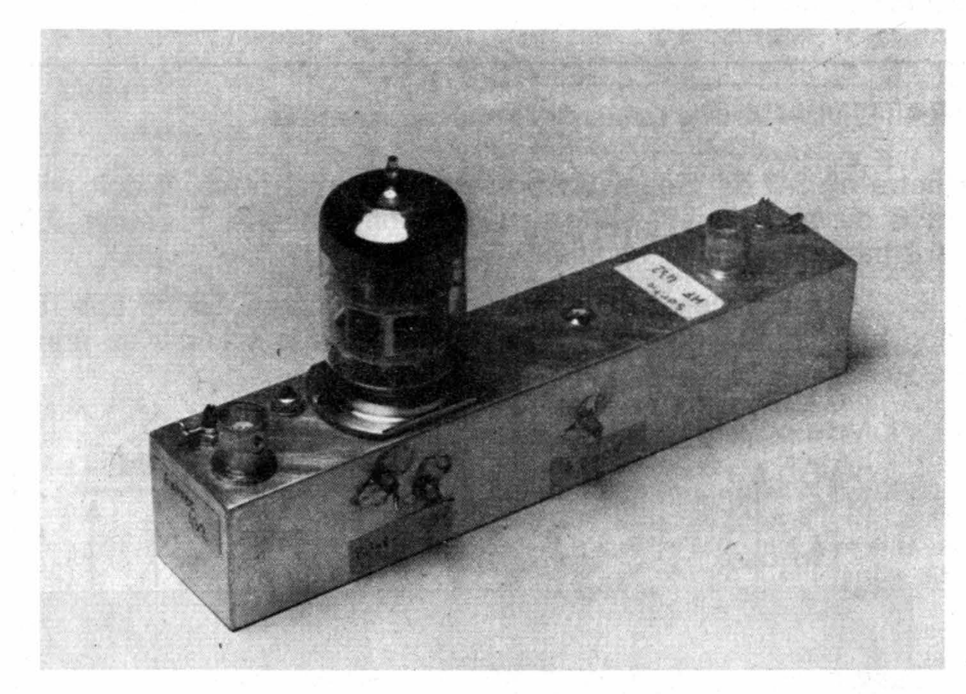
ERRATUM

Notre annonceur Louis LAURENT nous prie de vouloir rectifier le code postal de son adresse :
M. Louis LAURENT
31, Cité Fournier
72250 PARIGNE -L'EVEQUE

si tous les gars du monde...



Réalisation d'une station 432 MHz



3e partie :

• L'amplificateur linéaire

COMME nous l'avions indiqué dans le préambule, l'étage ampli utilise un tube Téléfunken référence EC 8020. Il s'agit d'une triode moderne, avec grille à la masse. Elle est tout indiquée pour les amplificateurs linéaire sur 432 Mhz, parce qu'elle possède la plus faible réactance capacitive dans cette bande, fonctionne à très haut rendement, et présente un gain élevé en puissance.

Nous trouvons à la **figure 5** le schéma électrique de l'ampli. L'excitation 432, provenant de l'étage précédent, est injectée sur la cathode du tube par un circuit passe-bas à deux cellules. Grâce à un générateur bi-polaire à transistor à courant constant inséré dans la cathode. Ce générateur procure une tension de polarisation de grille de 2,8 volts environ. Ce montage offre une impédance différentielle assez basse (environ 5 Ω), en tout cas moindre que 4 diodes silicium en série, avec naturellement, l'avantage dû au fait que la tension de polarisation est variable grâce au potentiomètre. On ne pourrait pas, à cet endroit employer une résistance, car elle diminuerait grandement le gain en puissance du tube en augmentant l'attaque et, par conséquent, le courant plaque, et déplacerait ainsi le point de fonctionnement de la classe AB vers la classe C. Les deux bornes du filament sont alimentées par des selfs de choc, afin d'éviter que l'excitation ne soit dérivée par sa capacité cathode-filament. La tension de chauffage (6,3 V) est mise à la masse d'un côté. La plaque du tube est réunie à un circuit 7/2 coaxial qui est raccourci d'un côté par la capacité grille-plaque et de l'autre côté par le condensateur ajustable C8. L'alimentation de la plaque se fait au point de tension minimum (c'est-à-dire courant max.), de ce circuit par self de choc. Ce point se trouve à peu

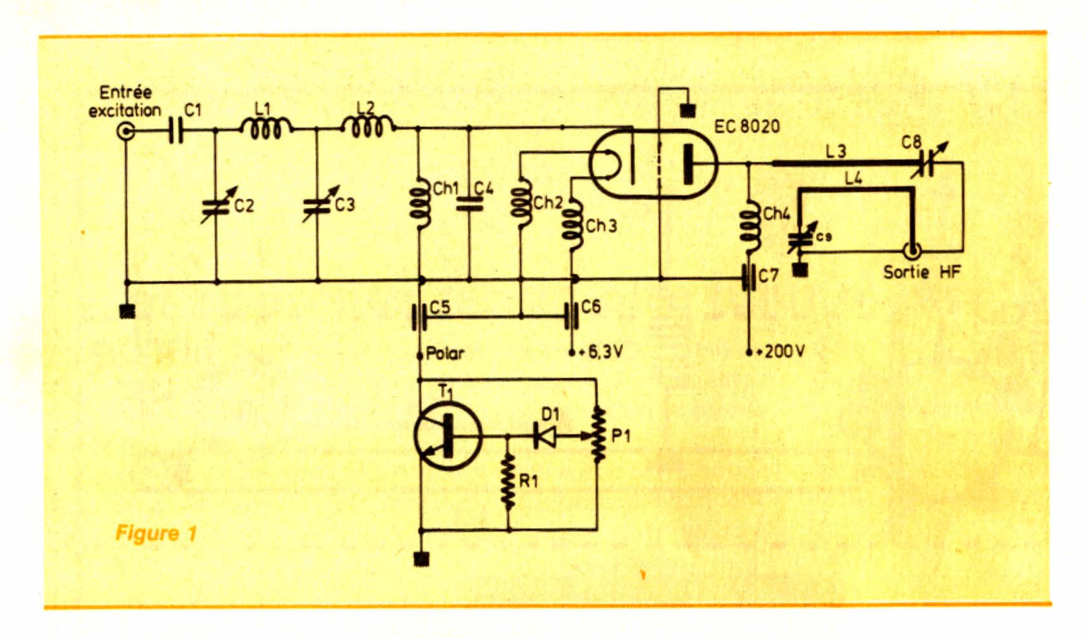


Figure 1

près au milieu, bien qu'il ne soit pas critique, si le self d'arrêt ch.4 est efficace. La ligne L4, parallèle, sert de couplage antenne. Un ajustable 0,5/0,4 pF permet de l'accorder à la résonnance série sur la fréquence désirée. Puisqu'il s'agit d'un couplage magnétique, cette spire est placée au point maximum du champ, au voisinage du courant maximum. La tension anode sera de l'ordre de 190 à 210, 220 V. Courant plaque de 40 mA sans excitation et du double (environ 80 mA) sur un coup de sifflet prolongé ou un « tune » en C.W. Nous obtenons en sortie une puissance de l'ordre de 3 W. H.F.

Montage mécanique de l'amplificateur linéaire

Il est monté de façon classique, à cavité, avec blindage entre circuit cathode et plaque. Le plan de perçage de la tôlerie, vue de dessus est donné à la **figure 6.** Le plan est à l'échelle 1.

Les trous

A, B, F : recevront les ajustables.

C, E : prises coaxiales type BNC.

D: trou du support du tube.

Le châssis est réalisé en tôle laiton de 12/10 d'épaisseur, soudé à l'étain sur tous ses côtés. Il sera de préférence doré et argenté. La cloison de séparation, du même métal, est soudée contre les parois, et à 50 mm du bord du châssis, sur toute la largeur de celui-ci. On pourrait également utiliser comme matériau de base du circuit imprimé simple face, que l'on trouve facilement dans le commerce, et d'une grande simplicité de découpage et de soudage. L'ennui réside dans le fait que, s'il n'est pas protégé, le cuivre risque de s'oxyder à la longue. Le seul support de tube utilisable est le modèle VHF à embase picot 9. En fait on n'utilise que l'embase qui est en fibre de verre. On met d'abord en place le support en soudant toutes les cosses de grille à la masse, directement et au plus court sur le boîtier métallique, puis on la fixe par une colle robuste (Araldite ou équivalente). Les connecteurs VHF d'entrée excitation et sortie antenne sont ensuite fixé. On utilisera pour ce faire, et de préférence, le modèle à écran central, de façon à ce que les embases des fiches BNC soient soudées directement au châssis. On percera enfin les trois trous qui recevront ensuite les capacités de traversées, pour la polarisation, le chauffage et la H.T. Souder enfin les lignes (plaque - antenne) et les selfs, selon le schéma de la **figure 7,** la photo montre l'intérieur de l'ampli câblé.

Réglage de l'amplificateur linéaire

Brancher le 6,3 V du chauffage. Attendre 2 ou 3 minutes afin que le tube prenne son volant de chaleur. Régler le potentiomètre de polarisation afin d'obtenir les 40 mA plaque, courant de repos nécessaire. Envoyer l'excitation 432 Mcs. Régler le condensateur du filtre d'entrée pour un maximum de courant anodique. Régler enfin les autres condensateurs pour un maximum de lecture sur le TOS mètre ou le wattmètre. Le courant plaque, une fois les réglages terminés, devrait atteindre 80 mA environ. Dans certains cas, le gain élevé des deux étages préampli du convertisseur de réception amène une auto-oscillation. On tournera ces difficultés en séparant les lignes L102 et L103 par un blindage de 15 mm de haut. Celui-ci, monté d'un bout à l'autre, entre les ajustables C-05 et C109, est mis à la masse par un bout de fil très court, traversant le circuit imprimé jusqu'au boîtier du transistor T102. Une

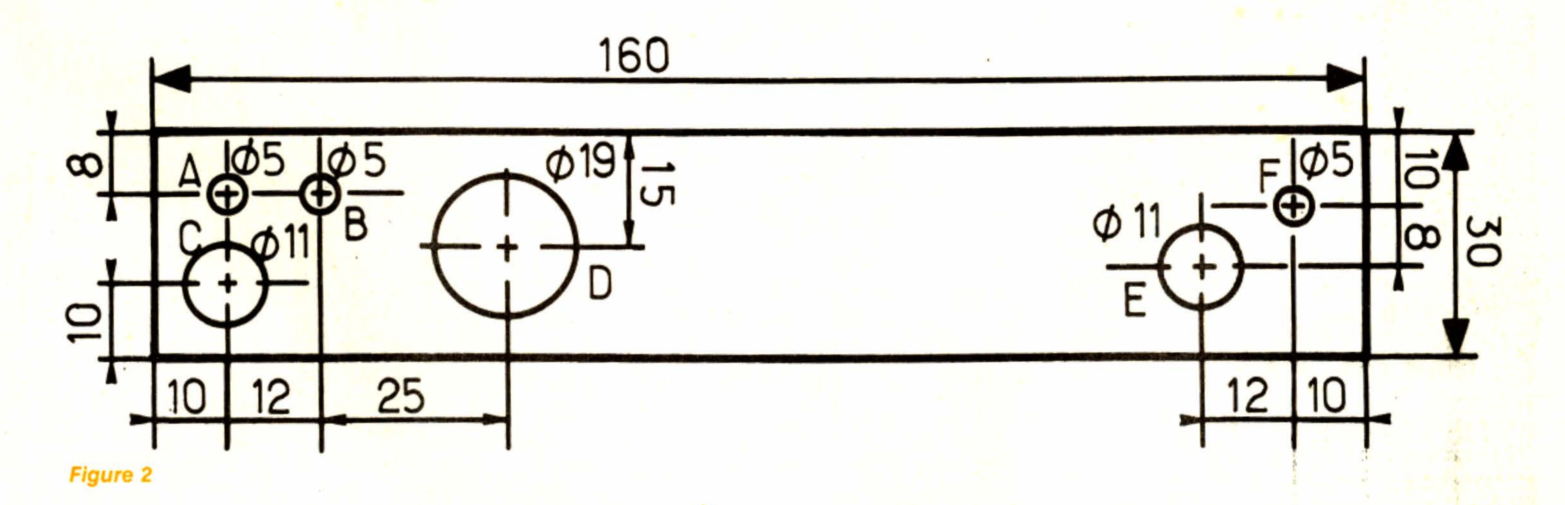


Figure 2

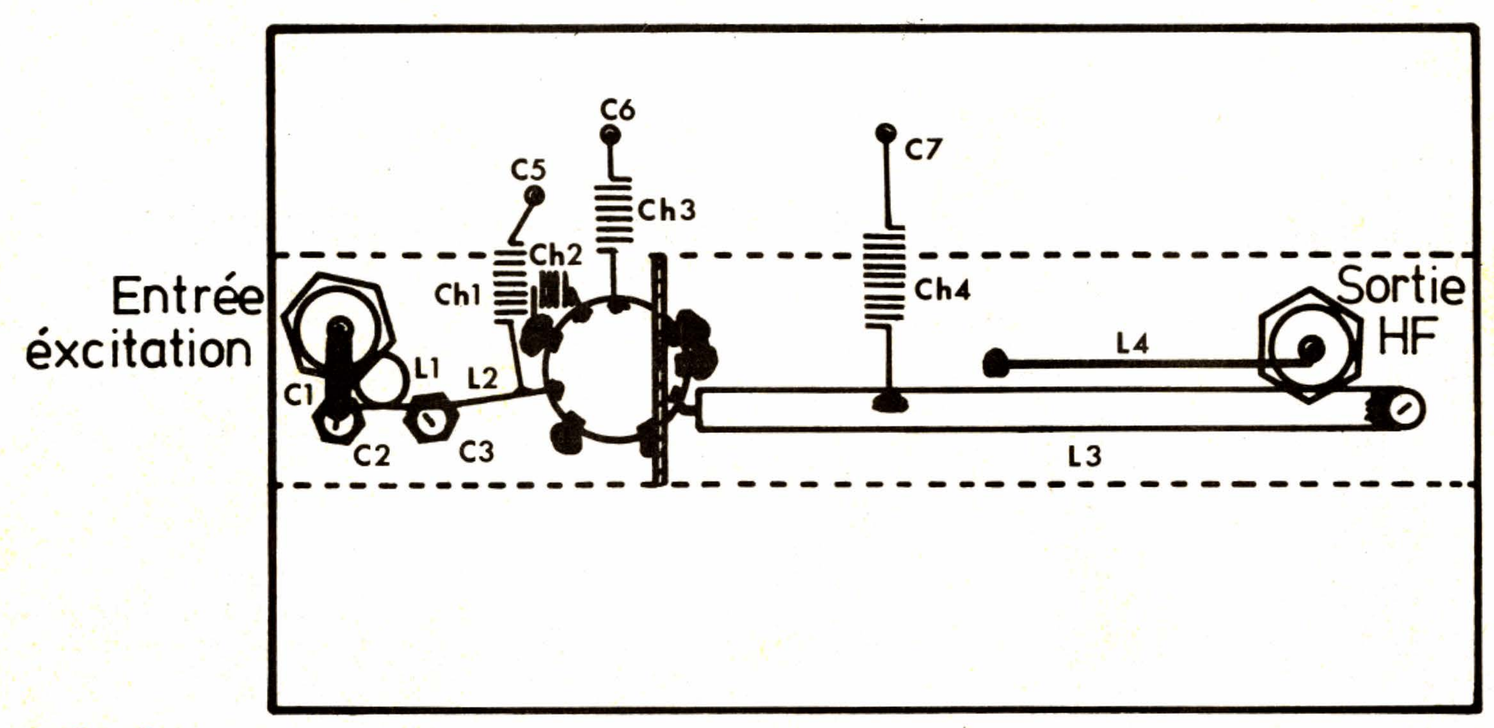
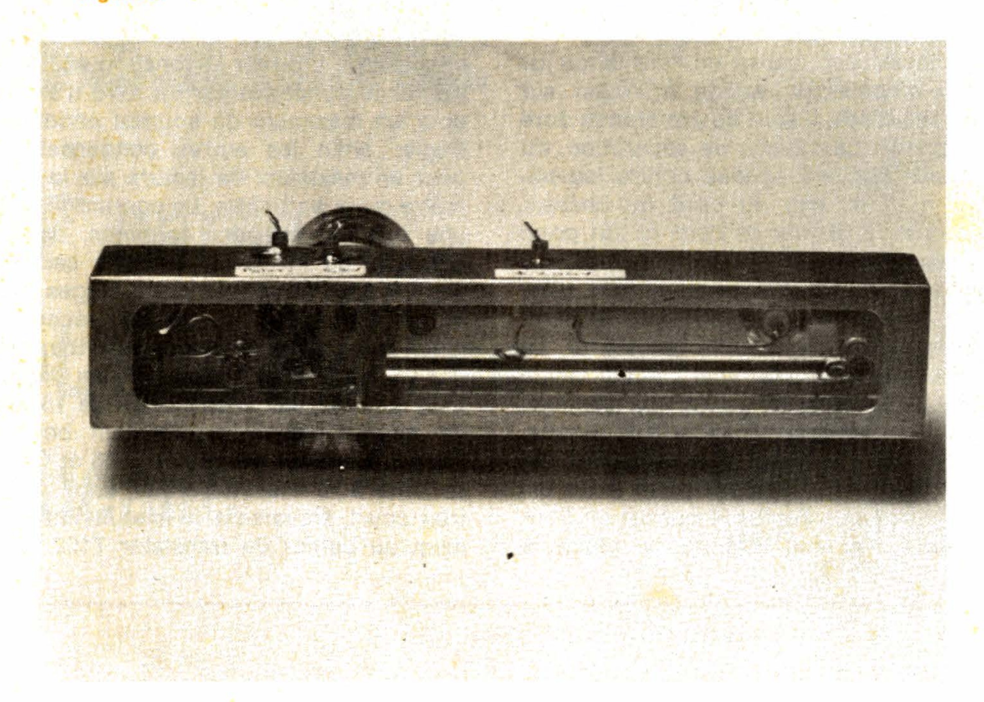


Figure 3



Vue de l'intérieur de l'ampli câblé.

capacité de 470 pF soudé au point commun de R104 et R108 (100 Ω) complète ce processus de neutro-dynage. Il arrive également que la tension d'oscillation soit trop faible pour le mélangeur émission. Dans ce cas, on peut déplacer vers la classe B le transistor T105 (56 kΩ entre la base et le +) et augmenter le condensateur de couplage C126 jusqu'à 2,7 pF. Cela permettra d'obtenir une tension d'oscillation suffisante.

Conclusion

Nous voici en possession d'un ensemble sûr, compact, et d'un prix de revient modeste. Malgré sa faible puissance, il a permis de réaliser quelques QSO via le satellite OSCAR 7, les jours où il n'y avait pas trop de stations QRM. Les réglages sont souples, et réduits au minimum, avec peu de moyens de mesure.

Nous ne voudrions pas terminer cette description sans remercier UKW Berichte, VHF Communications et C. Michel F5SM *, bien connue des OM français. Pour ceux qui seraient tentés par ce montage, mais n'auraient pas le temps nécessaire à sa réalisation, nous rappellerons que F5SM, représentante en France de UKW Berichte, est à la disposition de ceux qui désireraient se procurer le matériel nécessaire.

Nomenclature des composants

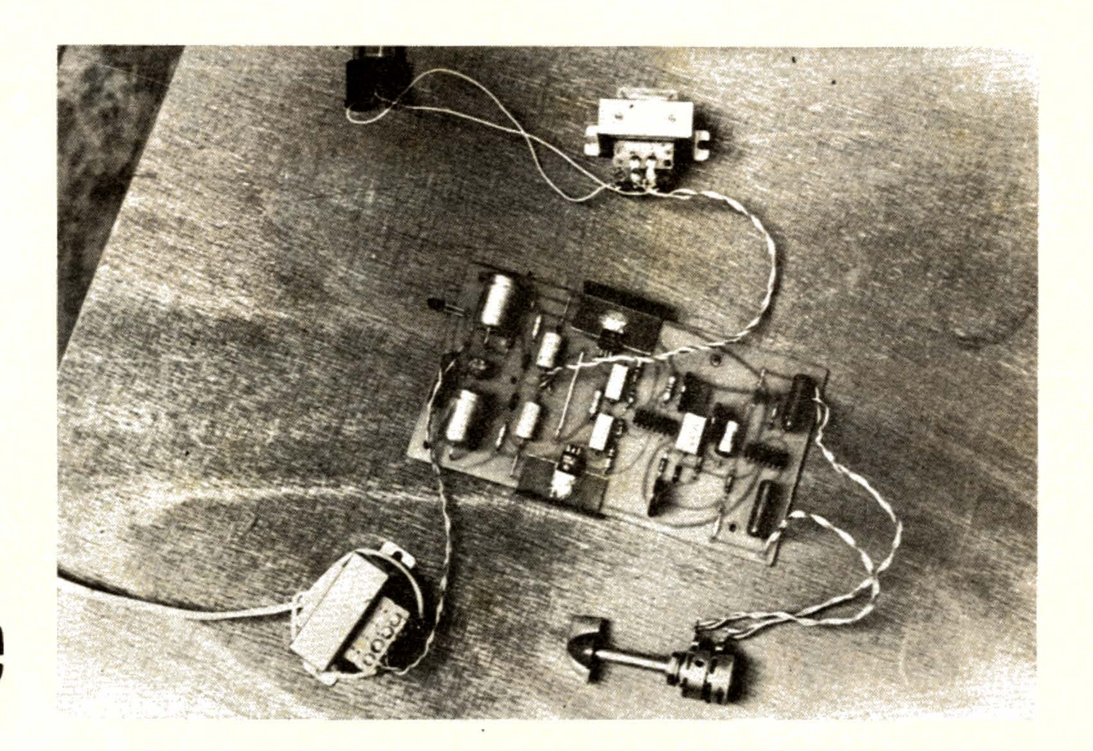
Outre le tube Téléfunken EC 8020, dont nous avons déjà parlé, T1 est un transistor 2 N 1613, 2 N 2219 ou similaire, en boîtier T05. D1 = diode silicium type 1 N 914 ou équivalente. L 1 = L 2 = 1 spire fil de cuivre argenté ∅ 10/10 bobinée en l'air, avec un ∅ intérieur 4 mm.

L3 = ligne résonnante cuivre argentée 20/10, de 60 mm de long, et coudée à 90° (longueur de la partie coudée : 18 mm). Quant à L4 d'un fil argenté ∅ 10/10, elle a la même forme que L3, mais avec les dimensions suivantes : 32 × 5 mm.

ch 1 = ch 4 = 10 spires de fil cuivre émaillé de 40/100, bobinées en l'air, et d'un ∅ intérieur de 3 mm.

C2 = C3 = C8 = C9 : ajustables céramiques tubulaires, fixés sur châssis, et de valeur : 0,8/6,8 pF. C5 = C7 traversées de châssis soudées 1 500 pF.

Alimentation pour platine à moteur synchrone



Actuellement, on trouve sur le marché essentiellement deux types de moteurs qui équipent les platines tourne-disques. Les uns sont des moteurs à courant continu dont les commutations de bobinages ne sont pas assurées par un collecteur comme dans un moteur universel ordinaire, mais par des sondes à effet Hall ou des bobinages auxiliaires. Les seconds sont de simples petits moteurs synchrones alimentés par le secteur.

Le premier procédé est par principe indépendant des variations du secteur (que ce soit sa tension ou sa fréquence). Le second est effectivement indépendant des variations de tension du secteur (du moins quand elles ne sont pas trop importantes, sinon le moteur « décroche »), mais pas de sa fréquence. Or, si l'on considère habituellement que la fréquence du secteur est fixe, (normalement à mieux que 0,1 %), ce n'est quelquefois pas le cas. De plus, il est impossible d'ajuster la vitesse d'une platine à moteur synchrone, ce qui se révèle nécessaire à cause des tolérances sur l'usinage des poulies et du contre-plateau d'entraînement.

Enfin, le changement de vitesse est obligatoirement effectué par déraillement de la courroie de transmission entre deux gradins de la poulie, ce qui n'est assurément pas fait pour en augmenter la longévité.

Pour améliorer cet état de choses, certains constructeurs ont depuis longtemps équipé leurs platines d'un oscillateur de puissance capable d'alimenter le moteur synchrone d'entraînement du plateau. (Thorens en particulier, et bien d'autres).

C'est l'étude d'un tel dispositif qui fait l'objet de cet article.

Notre alimentation BF a été conçue pour alimenter le moteur d'une platine ERA 444, qui est d'une puissance particulièrement réduite (1,6 W), ce qui facilite grandement les choses.

Néanmoins le dispositif pourrait parfaitement être transposé pour un moteur plus puissant. Par exemple, un moteur de 10 W nécessitera le remplacement de la partie amplificatrice de notre montage par un amplificateur d'une vingtaine de watts efficaces (par exemple un module hybride).

Conception du circuit oscillateur

Nous avons exclu d'emblée la solution qui consistait à établir un oscillateur du genre de celui qui équipe les convertisseurs continu/alternatif. En effet, puisque la fréquence d'oscillation doit être très stable, il ne saurait être question qu'elle soit liée directement ou non à la puissance que consomme le moteur. Donc nécessité d'un oscillateur séparé de l'amplificateur.
D'autre part, la fréquence de cet oscillateur doit être facilement réglable pour l'ajustage et la commutation des vitesses. Donc, pas d'oscillateurs à double T ou à déphasage.
Nous avons donc opté pour un très classique oscillateur à pont de Wien. Pour la simplicité du montage, nous avons utilisé un ampli opérationnel comme partie amplificatrice.
Une particularité souvent gênante des montages à pont de Wien est la nécessité d'une lampe à incandescence que l'on incorpore à la boucle de contre-réaction pour stabiliser la valeur de la tension de sortie. Or, cette lampe doit avoir des caractéristiques assez peu courantes et est donc souvent difficile à se procurer. Nous avons tourné la difficulté en stabilisant la tension de sortie par un transistor à effet de champ.
Nous aboutissons ainsi au schéma d'oscillateur de la **figure 1,** dont nous allons maintenant détailler le fonctionnement.
On voit en **figure 2,** le comportement en fréquence et en phase de la branche variable en fonction de la fréquence du « pont de Wien ».

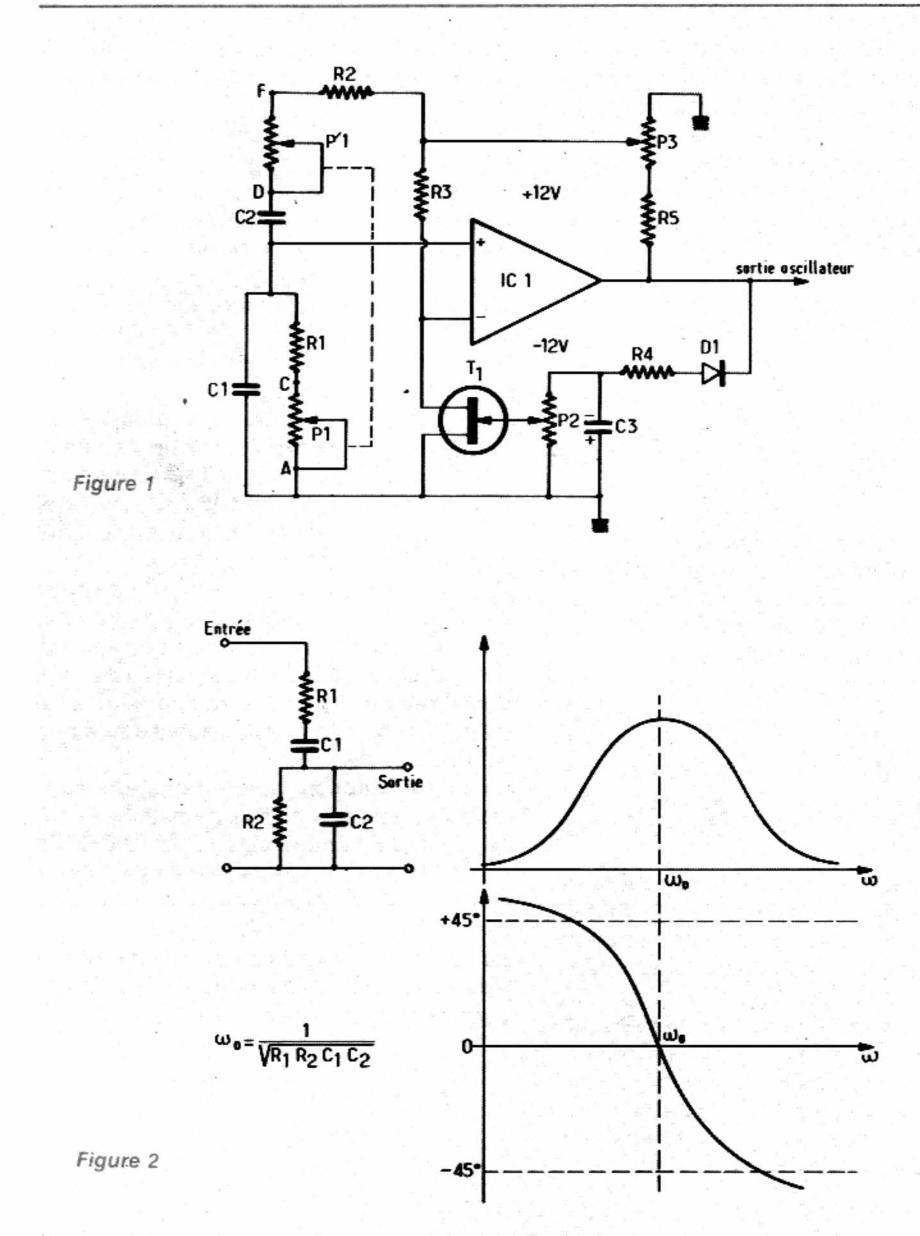


Figure 1

Figure 2

On constate que, pour la pulsation

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

La courbe de gain passe par un maximum, pas très prononcé, mais non négligeable, et que la courbe de phase passe par zéro. Il suffit donc, en principe, de reboucler sur lui-même au moyen d'un tel réseau, un amplificateur non-inverseur de gain convenable pour qu'il y ait oscillation à la fréquence :

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Si l'on fait $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$ on a

$$f_o = \frac{1}{2\pi R C}$$

Dans le schéma de la **figure 1,** cette branche est constituée par P_1 et R_1 et P'_1 et R_2 pour R et C_1 et C_2 pour C. Le vernier de fréquence est assuré par le potentiomètre double P_1 et P'_1 et le changement 33 1/3 45 t/mn par la commutation simultanée de C_1 et C_2 par un inverseur double.
L'autre branche du pont est constituée de R_3 et de la résistance drain-source de T_1. Le point milieu de cette branche constitue le point de référence par rapport auquel est mesurée la tension au milieu de la branche réactive
R_2 P'_1 C_2/R_1 C_1 P_1.
Le 741 est bien monté en suiveur pour la branche réactive, et en inverseur pour l'autre. De cette façon, l'ajustement de la tension drain-source de T_1 permet d'agir sur la tension différentielle d'entrée de IC_1 et donc de modifier l'amplitude de la tension alternative de sortie.

L'affaiblissement dû au pont de Wien est relativement faible, et le 741 a un très grand gain (de l'ordre de 10^5), si bien que l'on doit prévoir d'atténuer considérablement la tension de sortie avant de l'appliquer aux deux branches du pont. C'est ce rôle que remplissent R_5 et P_3. P_3 permet d'ajuster le taux de réaction, son effet est contraire de l'action de régulation de T_1.
Venons en au fonctionnement de la stabilisation de tension par FET.
La tension de sortie est prélevée avant C_4 et redressée par D_1, puis filtrée par R_4 et C_3. Il apparaît donc aux bornes de P_2 une tension négative par rapport à la masse, qui permet de polariser la porte de T_1 d'une façon correcte.
On voit immédiatement que, plus la tension de sortie augmente, plus la tension sur la grille de T_1 diminue (devient plus négative), entraînant une augmentation

de résistance drain-source du FET. La tension sur l'entrée inverseuse de IC_1 augmente alors, amenant une réduction de la tension de sortie. La stabilisation d'amplitude est bien réalisée.
P_2 permet d'ajuster l'efficacité de cette stabilisation. C_4 transmet la tension de sortie à 50 ou 67,5 Hz à l'entrée de l'amplificateur.

Schéma de l'amplificateur

Il aurait certainement été plus logique de prévoir d'actionner la platine à l'aide d'un moteur synchrone alimenté sous par exemple, 24 V alternatifs, directement à partir de l'amplificateur.
Néanmoins, nous disposions d'une platine commerciale équipée d'un moteur prévu pour 110 V ; aussi, nous nous sommes résignés à installer un transformateur élévateur après l'ampli, ce qui n'est pas d'une grande « élégance » technique.
Bien sûr, ceux de nos lecteurs qui voudraient construire une platine de toutes pièces, ou changer le moteur, auraient intérêt à utiliser un modèle basse tension.
Disposant d'une alimentation symétrique nécessaire pour alimenter l'ampli opérationnel de l'oscillateur, nous en avons profité pour rendre l'amplificateur lui-même symétrique, supprimant ainsi un éventuel condensateur de sortie.

Le schéma de cet ampli est visible **figure 3.** IC_2 est également du type 741, de caractéristiques très satisfaisantes dans cet emploi.
Il est attaqué sur l'entrée non-inverseuse par une fraction de la tension de sortie de l'oscillateur prélevée sur P_4, qui permettra donc, en définitive, d'ajuster la tension présente aux bornes du moteur à sa valeur nominale.
La sortie de IC_2 alimente les bases des transistors de sortie T_2 et T_3 (TIP 32A/31A), de types complémentaires de moyenne puissance.
Ce push-pull de sortie est polarisé en classe AB, et par la présence des deux diodes D_2 et D_3, dans lesquelles les résistances R_8 et R_9 font passer un courant tel que la chute de tension à leurs bornes soit de l'ordre de 1,4 V.
Dans ces conditions, le courant de repos de T_2 et T_3 s'établit à une valeur telle que la chute de tension aux bornes des deux résistances de 3,3 Ω, ajoutée aux deux Vbe de T_2 et T_3 équilibre exactement 1,4 V. (Ici, on obtient quelque 20 mA).
La contre-réaction (apériodique) du montage est assurée par le réseau $R_6 — R_7$. Le gain de l'amplificateur est alors de

$$1 + \frac{R_7}{R_6}.$$

La sortie de l'amplificateur attaque directement le transfo de sortie, dont l'autre borne est à la masse.

L'alimentation

Son schéma est extrêmement classique comme le montre la **figure 3.** La symétrie est obtenue par un redressement en pont et l'utilisation d'un transformateur à secondaire muni d'un point milieu.
La sortie ± 15 V nécessaire à l'ampli est directement prélevée aux bornes des chimiques de filtrage principal, tandis que le ± 12 V de l'oscillateur est stabilisé par deux zeners. Il faut en effet éviter que le résidu de ronflement à 100 Hz provenant du filtrage n'aille « synchroniser » inopinément l'oscillateur avec le secteur, puisque c'est précisément ce que l'on se propose d'éviter !
Une remarque au sujet du voyant de marche. Il est constitué d'une LED. Mais les LED ont un léger défaut pour l'utilisation qui nous occupe ; en effet, il faut absolument éviter de leur appliquer plus d'une très faible tension inverse : elles ne sont pas prévues pour cela. Il n'est donc pas question de disposer simplement la LED en série avec une résistance (pour limiter le courant qui la traverse) au secondaire d'un transformateur de crête se trouverait intégralement appliquée à la diode.
D'autre part, il est assez gênant de la brancher aux bornes des capas de filtrage, qui mettent un certain temps à se décharger après la coupure de l'alimentation secteur.
Nous avons tourné la difficulté en branchant une 1N914 (ou équivalent !) en inverse sur la LED. De cette façon la tension inverse n'est jamais supérieure à 0,7 V environ.

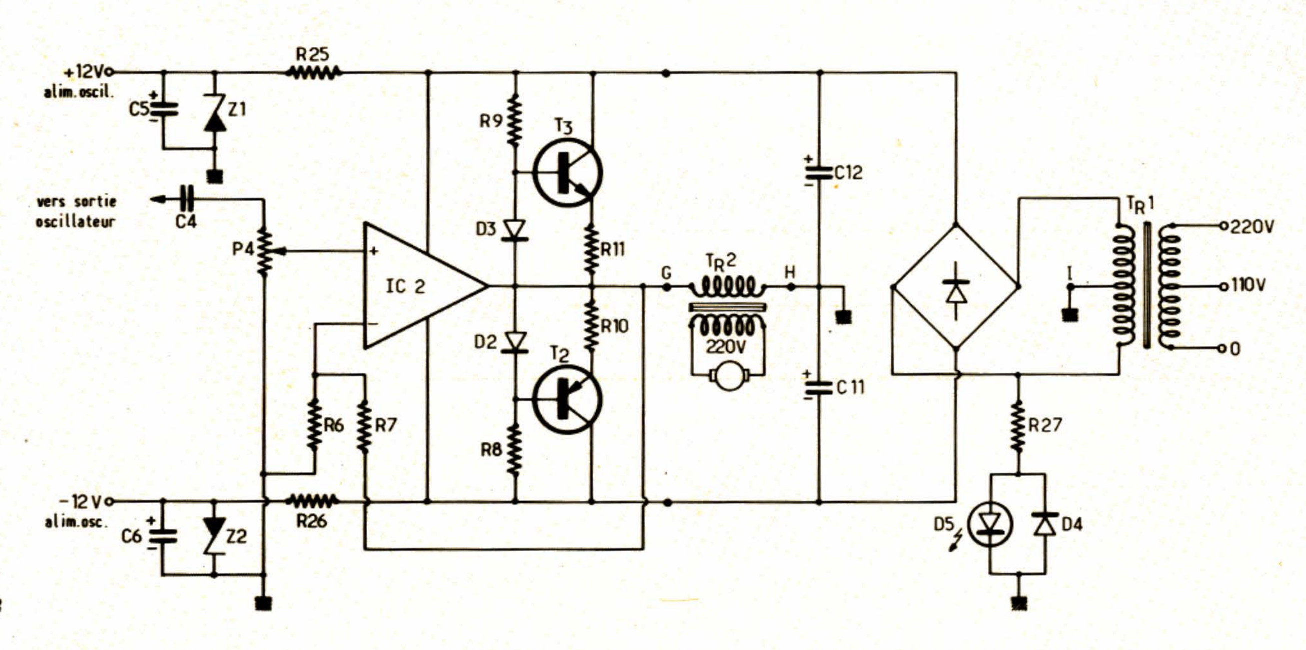


Figure 3

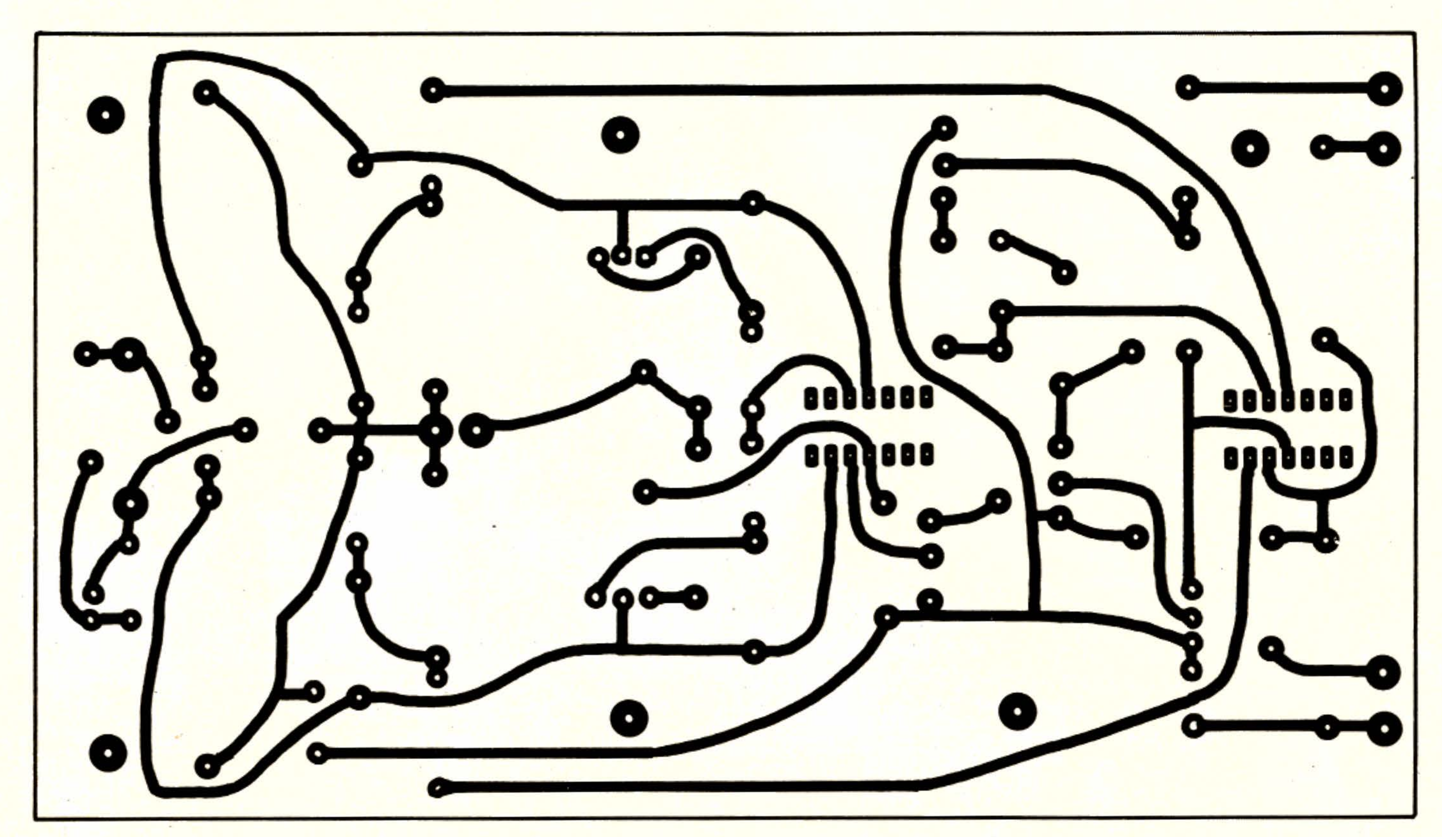


Figure 4

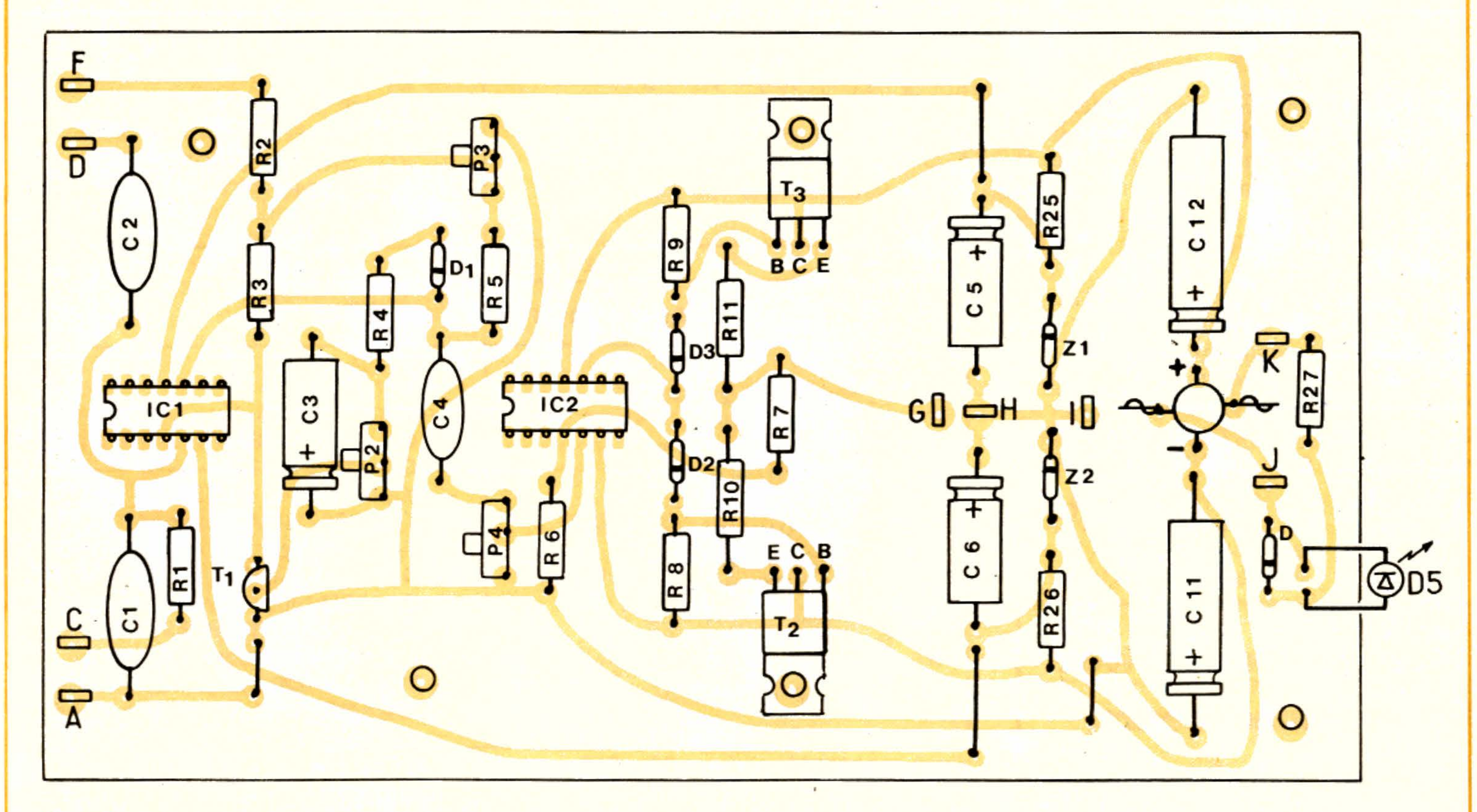


Figure 5

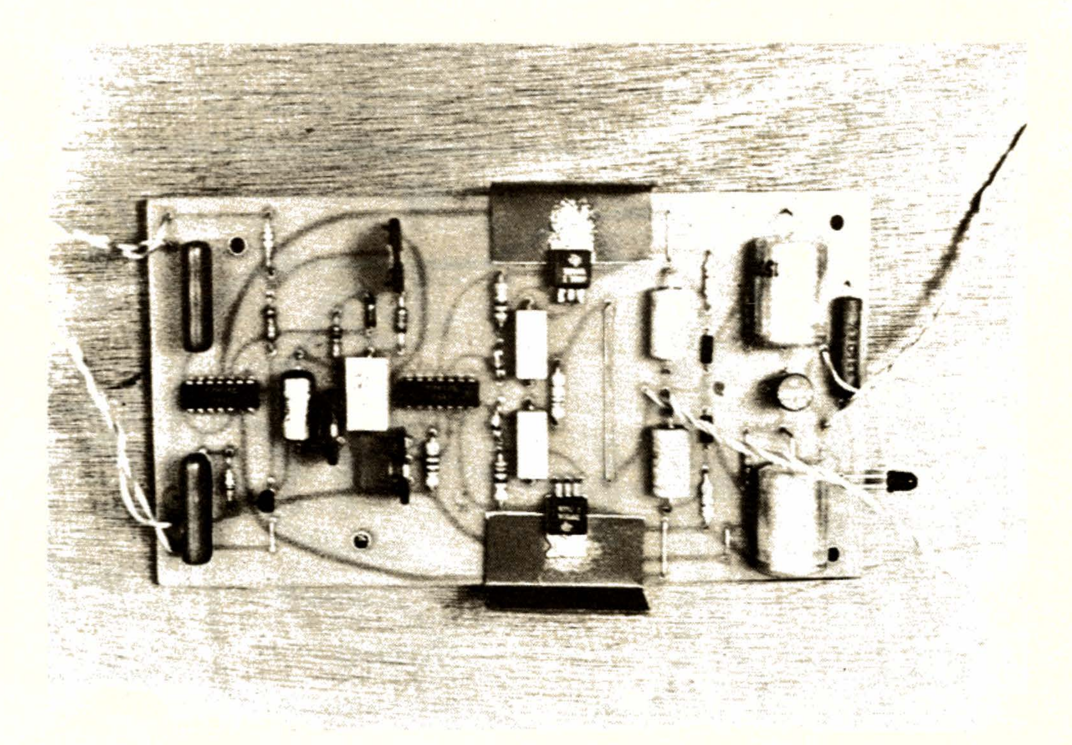
Réalisation pratique

Il n'y a rien de bien particulier à en dire, sinon sur le choix du transformateur de sortie. En effet, il est nécessaire d'utiliser un modèle 6,3 V/220 V, pour alimenter un moteur prévu en 110 V, et ceci pour obtenir un rapport élévateur assez important.

Il n'est pas interdit d'essayer d'autres modèles, mais les secondaires de tension nominale inférieure à 6,3 V sont assez rares...

T_2 et T_3 doivent être montés sur de petites ailettes de refroidissement (10 à 15 cm² en alu de 1 mm d'épaisseur) il faut tenir compte du fait que l'amplificateur débite ici en régime permanent, et pas « musical », si bien qu'il devient bien tiède après un certain temps de fonctionnement (prévoir une ventilation correcte).

Les circuits imprimés et l'implantation des composants sont donnés aux **figures 4 et 5.**



Le circuit câblé.

Mise au point et réglages

Les réglages sont très simples, mais nécessitent l'emploi d'un oscilloscope pour contrôler la forme du signal. En effet, si la tension que l'on envoie au moteur est vraiment trop riche en harmoniques, on court le risque de le voir tourner irrégulièrement.

1) P_2 curseur au — Vcc, se brancher à la sortie de IC_1, et régler P_3 pour que l'oscillateur accroche juste.

2) Régler P_2 pour le minimum de distorsion si nécessaire, retoucher P_3.

3) Se brancher aux bornes du moteur et régler P_4 pour obtenir une tension correcte.

G. G.

Nomenclature de l'oscillateur

— R_1 : 3 KΩ/½ W — 5 %	— P_3 : ajustable 100 Ω
— R_2 : 2,4 KΩ/½ W — 5 %	— C_1 : 1 µF
— R_3 : 5,1 KΩ/½ W — 5 %	— C_2 : 1 µF
— R_4 : 10 KΩ/½ W — 5 %	— C_3 : 25 µF/12 V.
— R_5 : 24 KΩ/½ W — 5 %	— D_1 : 1 N 914
— P_1 - P'_1 : pot. double 1 KΩ lin.	— IC_1 : SN72741 ou F741
— P_2 : ajustable 100 KΩ	— T_1 : 2 N3819 (FET)

Nomenclature de l'amplificateur

— P_4 : ajustable 22 KΩ	— C_5 : 100 µF/25 V
— R_6 : 1 KΩ/½ W — 5 %	— C_6 : 100 µF/25 V
— R_7 : 1 KΩ/½ W — 5 %	— C_{11} : 1500 µF/25 V
— R_8 : 1,2 KΩ/½ W — 5 %	— C_{12} : 1500 µF/25 V
— R_9 : 1,2 KΩ/½ W — 5 %	— IC_2 : SN72741 ou F741
— R_9 : 1,2KΩ/½ W — 5 %	— T_2 : TIP32 A
— R_{10} : 3,3 Ω/2 W — 5 %	— T_3 : TIP31 A
— R_{11} : 3,3 Ω/2 W — 5 %	— D_2, D_3, D_4 : 1N914
— R_{25} : 390 Ω/½ W — 5 %	— D_5 : LED
— R_{26} : 390 Ω/½ W — 5 %	— Z_1, Z_2 : zéner 12V/0,5 W
— R_{27} : 2,2 KΩ/2 W — 5 %	— D : pont redresseur 100 V/1 A
— C_4 : 1 µF non polarisé	— TR_1 : 110-220 V/2 × 12 V — 0,5 A
	— TR_2 : 220 V/6,3 V — 0,5 A

Prix approximatif de cette réalisation : 170 F

TABLE DES MATIERES 1976
N° 338 à 349

AUTOMOBILE

Technique d'utilisation des composants électroniques dans l'automobile	**341**	**78**
Contre la pollution : un analyseur de gaz d'échappement	**342**	**36**
Un contrôleur oscilloscopique d'allumage conventionnel automobile	**343**	**62**
Le système central électronique	**345**	**78**
Banc de diagnostic électronique et de réglages pour moteurs d'automobile : tachymètre et dwellmètre numérique	**346**	**35**
Stroboscope pour réglages de moteurs à explosion	**349**	**36**

CENT EXPERIENCES

Propriétés du montage « émetteur commun »	**339**	**80**

DIVERS

Table des matières 1975	**338**	**77**
Grande première : le tuner sous la Manche	**342**	**51**
Brochages et boîtiers des transistors (complément)	**345**	**38**
Nouveautés - Informations	**345**	**40**
Nouveautés - Informations	**339**	**78**
Nouveautés - Informations	**344**	**69**
Nouveautés du Salon des Composants électroniques	**341**	**87**
Histoires d'Ohm	**349**	**100**

DOSSIER TECHNIQUE

Le circuit intégré TDA 440 et son application à un système FI vision	**338**	**106**
Le circuit intégré TCA 440 et ses applications aux radios A.M.	**339**	**93**
Les circuits intégrés SAS 580 et SAS 590	**340**	**93**
Les semiconducteurs opto-électroniques	**342**	**94**
Les circuits C. Mos : ● *Théorie : utilisation dans les circuits logiques et analogiques*	**343**	**43**
● *Pratique : réalisation d'une boîte de* **mixage à circuits C. Mos**	**343**	**46**
Les semiconducteurs opto-électroniques **(2ᵉ partie)**	**343**	**89**
Nouveau circuit intégré pour récepteur F.M.	**348**	**109**

ELECTRONIQUE MEDICALE

Comment l'électronique surveille les maladies du cœur	**341**	**74**
Construisez votre moniteur d'activité cérébrale	**343**	**36**
Réalisation d'un cardiotachymètre	**345**	**20**

EMISSION - RECEPTION

La réception des programmes FM et TV britanniques (2ᵉ partie) : *adaptateur standard UHF anglais (norme I)*	**338**	**36**
La réception des programmes FM et TV britanniques (3ᵉ partie) : *coupleur d'antennes de conception modulaire*	**340**	**36**
La réception des programmes FM et TV britanniques (4ᵉ partie) : *réalisation d'un rotateur d'antennes automatique*	**341**	**40**
Réalisation détaillée d'un récepteur VHF aviation (118 à 136 MHz)	**345**	**45**

IDEES

Quelques montages d'application de circuits intégrés : ● Source de tension négative ● Bloc fonctionnel ± 15 V 100 ma ● Transmission d'un signal de microphone par câble coaxial ● Nouvelle version du circuit SAH 220 diviseur de fréquence	**338**	**84**
Quelques alarmes électroniques	**339**	**82**
Amplificateur à gain unité et sortie 50 ohms	**339**	**86**
Affichage linéaire avec des LED	**339**	**87**
Indicateur de niveaux pour circuits logiques	**339**	**90**
Préamplificateur 1 MHz à 1 000 MHz	**339**	**91**
Quelques montages opptoélectroniques ● *Régulateur de tension optoélectronique* ● *Commande de relais par phototransistors* ● *Opérateurs logiques optoélectroniques*	**340**	**84**
Applications des tubes relais	**340**	**88**
Applications du circuit intégré CA 3035	**341**	**94**
Quelques montages optoélectroniques ● *Fibres optiques et leurs applications* ● *Avertisseur optoélectronique sélectif* ● *Isolation par coupleurs optoélectroniques*	**341**	**99**
Quelques montages à détecteurs FM	**341**	**105**
Quelques montages optoélectroniques ● *Circuits de détection et d'affichage analogique* ● *La vérification des connexions par ci logiques*	**342**	**85**
Montages à circuits intégrés ● *Générateurs d'impulsions à circuit intégré* ● *Avertisseur sonore* ● *Convertisseur régulateur 15 V à 8,4 V* ● *Générateur de signaux pour flash*	**342**	**88**

Montages à circuits intégrés 343 85
● *Générateur d'impulsions avec le circuit LM 324*
● *Convertisseur de signaux triangulaires en signaux sinusoïdaux*
● *Alimentation sur 110 à 220 V sans commutation du secteur*
Montages à circuits intégrés 344 73
● *Nouveau CI spécial préamplificateur cassette*
● *Préamplificateur Hi-Fi*
● *Le CI TBA 820*
Montages de la presse technique étrangère 344 80
● *Bobinages en D pour montages sur platines*
● *Appareil de vérification et ohmmètre à CI 555*
● *Appareils pour l'appréciation du temps*
● *Temporisateur séquentiel à CI 555*
● *Générateur d'impulsion avec CI 555*
● *VCO linéaire avec trois CI*
Montages de la presse technique étrangère 345 31
● *Multivibrateur monostable ou astable à deux sorties*
● *Trigger de schmitt à CI 555 -*
● *Avertisseur de flamme*
Montages à circuits intégrés 345 67
● *Nouveau circuit intégré spécial pour préamplificateur de cassette*
Montages de la presse technique étrangère 346 66
● *Convertisseur V/F à CI 555*
● *Barrière lumineuse pour compte-tours*
Montages de la presse technique étrangère 347 41
● *Alimentation ± 5 à 20 V à transistors*
● *Oscillateur à circuit RC*
● *Deux générateurs de bruit BF*
● *Marqueur d'oscillogrammes à CI 555*
Montages optoélectroniques 348 98
Applications des nouveaux transistors FET de puissance 348 104
Montages de la presse technique étrangère 349 69
● *Montages avertisseurs de pollution de l'air*
● *Diviseur de fréquence par 2 à 10*
Montages de mesure et de vérification à circuits intégrés 349 83
● *Générateur d'impulsions avec vérification de leur durée*
● *Le générateur G*
Applications des circuits intégrés 349 90
● *Circuit intégré gyrateur (RTC)*
● *Circuits équivalents à des bobines ou à des capacités*
● *Filtre éliminateur avec micro A 741 comme gyrateur*
● *Filtre pour la suppression du ronflement*
● *Doubleur de fréquence*

MESURES

Contrôle des obturateurs photographiques à l'aide d'un oscilloscope 348 68

MODULES RADIO-PLANS

Amplificateur 10 W efficaces pour auto-radio 349 48

MONTAGES PRATIQUES

Réalisation d'un pupitre d'essais pour circuits intégrés logiques : contrôle des circuits logiques et mise au point de montages à circuits intégrés 338 42
Un voltmètre numérique 3 digits 338 69
Une serrure électrique codée 338 88
Un système d'alarme contre le vol et l'incendie 338 95
Enceintes acoustiques électroniques 338 100
Générateur vobulé - calibrateur - marqueur 339 36
Cinétimer pour caméras à avance par électro-aimant 339 61
Etude et réalisation d'un multivibrateur hautes performances (Fréquence maximale : 10 MHz - Temps de montée : 12 ns) 339 70
Un détecteur de « grande musique » 340 48
Convertisseur continu - continu BT-HT 340 51
Régulateur de vitesse très précis pour moteur 340 54
Générateur vobulé marqueur - calibrateur (2e partie) : 340 61
Détecteur de sonnerie téléphonique 340 76
Un détecteur de gaz 340 80
un pilote à quartz 341 36
Interrupteur-disjoncteur différentiel électronique 341 46
Contra la pollution : un analyseur de gaz d'échappement 342 36
Générateur de motif musical à 9 notes 342 42
Thermostat électronique modulant 342 46
Convertisseur HF universel 342 54
Amplificateur BF x 15 W à circuits intégrés et préamplificateur incorporé 342 80
Les circuits C. Mos : 343 43
● *Théorie : utilisation dans les circuits logiques et analogiques*
● *Pratique : réalisation d'une boîte de mixage à circuits C.Mos*
Un contrôleur oscilloscopique d'allumage conventionnel automobile 343 62
Un détecteur d'approche et de contact 343 69
Alimentation basse-tension de laboratoire 343 76
Etude et réalisation d'un compresseur de modulation 343 78
Amplificateur-tuner FM 100 % à circuits intégrés 344 30
Télécommande optique à 10 voies 344 45
Une boîte de trucages B.F. 344 59
Construction rationnelle des enceintes acoustiques : pratique de l'alignement et de la mise en phase des membranes 344 63
Système d'antivol pour résidences secondaires 346 28
Banc de diagnostic électronique et de réglages pour moteurs d'automobile : tachymètre de dwellmètre numérique 346 35
Système de transmission par rayons infra-rouge (300 000 GHz) 347 28
Un tuner F.M. modulaire à touches sensitives 347 35
Contrôle de modulation à diodes LED 347 45
Variateur à asservissement de vitesse pour moteurs universels (perceuses) 347 61
Détecteur de métaux 348 63
Des images T.V. sur votre oscilloscope 348 91
Récepteur F.M. ultra-simple 348 95
Réalisation de préamplificateurs d'antenne 349 41
Réalisation d'un enregistreur-lecteur de cassettes à récepteur FM incorporé (1re partie) : *préamplificateurs pour magnétophones à cassettes (2 versions proposées).* 349 57

OPTOELECTRONIQUE

Article	N°	Page
Les cristaux liquides : caractéristiques - fonctionnement - applications	346	70

RADIO-AMATEURISME

Article	N°	Page
Si tous les gars du monde (1re partie) : comment devenir radio-amateur	340	42
Si tous les gars du monde (2e partie) : les différentes activités des radio-amateurs	341	51
Si tous les gars du monde (3e partie) :	342	64
Si tous les gars du monde (4e partie) : C Q Contest	343	54
Si tous les gars du monde... Une station radio-amateur : F1UO de Lyon	347	74
Si tous les gars du monde... Réalisation d'une station 432 MHz (1re partie) : généralistés et le récepteur	348	77
Si tous les gars du monde... Réalisation d'une station 432 MHz (2e partie) : le convertisseur d'émission	349	96
La S.S.T.V. : généralités	340	72
La S.S.T.V. (2e partie) : réalisation d'une mire	341	56
La S.S.T.V. : réalisation d'une mire (suite)	342	70
La S.S.T.V. : réalisation d'une mire (errata et améliorations)	344	56
La S.S.T.V. : étude et réalisation d'un moniteur (1re partie)	345	56
La S.S.T.V. : étude et réalisation d'un moniteur (2e partie)	346	56
La S.S.T.V. : étude et réalisation d'un moniteur (3e partie)	348	84
La S.S.T.V. : étude et réalisation d'un moniteur (4e partie)	349	74

RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES

Article	N°	Page
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 1149 à 2 N 1270*	338	65
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 1271 à 2 N 1417*	339	57
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 1418 à 2 N 1552*	340	57
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 1553 à 2 N 1711*	341	65
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 1711 à 2 N 1955*	342	57
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 1956 à 2 N 2102*	343	57
Supplément : BC 317 à BC 336	343	61
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 2102 à 2 N 2226*	344	49
Brochages et boîtiers des transistors courants	345	38
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 2227 à 2386*	345	41
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 2386 A à 2 N 2528*	346	49
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 2529 à 2 N 2707*	347	53
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 2708 à 2 N 2845*	348	73
Caractéristiques et équivalences des transistors ● *2 N 2846 à 2 N 2957*	349	65
Dictionnaire technique	349	63

SPECIAL « JEUX DE LUMIERE »

Article	N°	Page
Le plus simple... Modulateur de lumière à 1 voie	348	36
Modulateur de lumière à voie inverse	348	38
Modulateur de lumière 2 voies + canal négatif	348	40
Modulateur de lumière 3 canaux	348	42
Modulateur 1 voie à microphone incorporé	348	44
Modulateur - gradateur 1 voie	348	46
Clignoteur de puissance	348	48
Très simple également... un autre gradateur de lumière	348	50
Stroboscope pour spectacles 40 joules	348	52
Un « vrai » chenillard à circuits intégrés C. Mos	348	54
Chenillard-modulateur	348	58

TECHNOLOGIE

Article	N°	Page
Bobinages à ferrite	343	95
Nouveaux semiconducteurs	344	86
Les composants optoélectroniques : tableau d'équivalences	345	71
Les cristaux liquides : caractéristiques - fonctionnement - applications	346	70
Bobinages électroniques (circuits en ferrite : guide d'emploi)	346	78
Nouveaux semiconducteurs et leurs applications ● *Transistor Mos de puissance VMP-1* ● *Transistor UHF silicium BFT 95*	347	66
Cristaux liquides (applications)	347	81





La musique électronique : un art scientifique

L'Homo Sapiens se distingue de l'animal grâce à l'outil. Le musicien se distingue de l'Homo Sapiens par le fait que son outil est un instrument et la technologie de l'instrument suit de près celle de l'outil. Si, depuis les millions d'années qui nous séparent de notre ancêtre primitif, l'Homme faisait ses recherches à tâtons en matière de musique et d'instruments, il n'en est plus de même. L'acoustique est une science et le phénomène « Musique » obéit aux lois de Fourrier. Il y a donc deux moyens d'apprendre la musique : le Conservatoire ou la Faculté des Sciences. En fait, une recherche musicale sérieuse passe à la fois par une connaissance parfaite des phénomènes acoustique et par l'esthétique harmonique.

La musique contemporaine

Il faut considérer trois formes de musique contemporaine : la musique instrumentale, la musique concrète et la musique électronique.

La musique instrumentale

Elle est destinée à un orchestre d'instruments classiques où le compositeur écrit sur une partition, soit sur une portée à cinq lignes avec clé armature et tous les signes habituels, soit qu'il réinvente une écriture parce que la manière classique serait trop difficile ou pas assez concise. Cette écriture peut être des signes conventionnels, des courbes, des schémas et pour lesquels un solfège spécial figure dans les pages de garde du livret. En général, il ne faut que quelques heures aux musiciens pour les posséder. Chaque compositeur a son écriture qu'il peut varier suivant les œuvres ; le chic du chic consistant à être le plus original possible.

La musique concrète

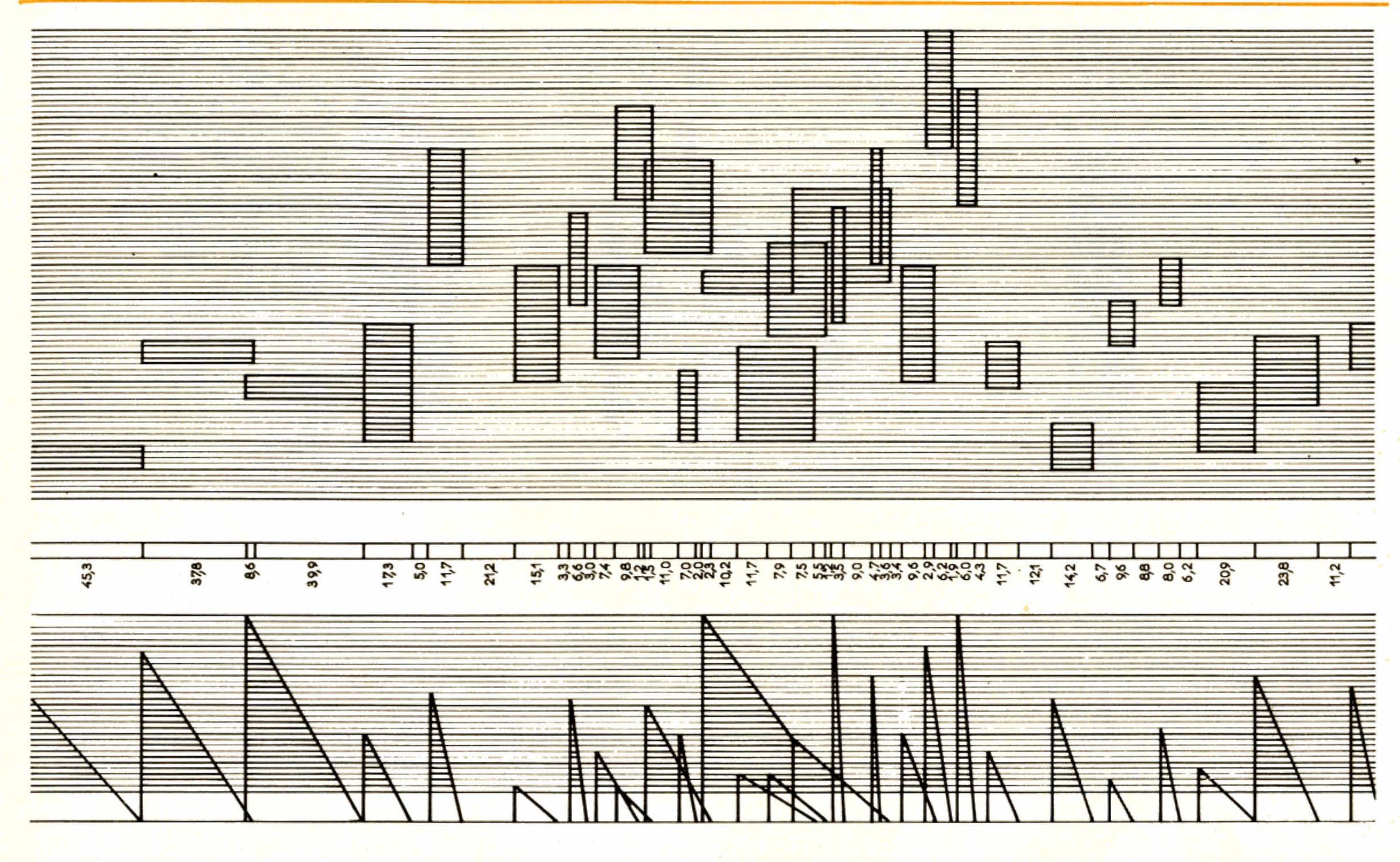
C'est une musique montée en laboratoire sur bande magnétique, de caractère « fini » ; c'est-à-dire que, pour interpréter l'œuvre, on passera la bande magnétique et celle-ci ne sera jamais modifiée. Les sons enregistrés sur cette bande représentent un montage organisé par le compositeur de bruits pris çà et là sur des instruments, outils (c'est là que le musicien rejoint l'Homo Sapiens) ou tout autre phénomène sonore. Ces sons enregistrés à part font l'objet d'une transformation électro-acoustique grâce à l'emploi de filtres, de modulateurs, grâce aussi à des manipulations sur magnétophones, à des tronçonnages de dynamiques, compressions de la modulation, distorsions, etc. Une fois ces sons travaillés comme de la pâte, on procède au montage, avec les ciseaux et la colle, comme on monte les diverses parties d'un film. Cette bande peut être montée en monophonie, stéréophonie ou quadriphonie. Ces opérations font appel à toute l'ingéniosité du chercheur ou de l'équipe de recherche, à tout son sens artistique et sa force de création. Lorsque Bach écrivait sa musique, il n'avait que son papier et sa plume et il transcrivait l'œuvre qu'il avait en tête : c'est ce qu'on appelle l'audition intérieure. Le compositeur de musique concrète possède aussi l'audition intérieure mais la réalise immédiatement de façon réelle. Cette musique est appelée « concrète » car le matériau sonore de base est issu de la matière en vibration, par opposition au générateur électronique dont les électrons en mouvement peuvent difficilement être assimilés à de la matière concrète. Les principaux noms attachés à la musique concrète sont : Pierre Schaeffer et Pierre Henry pour la France, Bério, Kagel pour l'Italie, Stockhausen pour l'Allemagne.

La musique électronique

Elle arrive au premier plan de la recherche musicale actuellement. Les possibilités et les procédés des musiques instrumentales et concrètes sont désormais épuisés ou presque, ceux de l'électronique sont en constant progrès et, dans ce domaine, on peut s'attendre à des lendemains qui chantent !

La base de cette musique est le générateur ou oscillateur électronique, produit de la décharge cyclique d'un condensateur à travers une résistance. Pour la suite des opérations, les mêmes moyens sont utilisés que pour la musique concrète. Cependant, le caractère continu de l'oscillateur et sa souplesse d'emploi, notamment grâce au contrôle par voltage, font que l'on passe rapidement de la musique sur bande (Tape music) à une interprétation directe de la musique (Line électronic music).

En réalité, la majeure partie des œuvres de ces vingt ou trente dernières années relève d'une forme hybride de ces trois formes de musique.



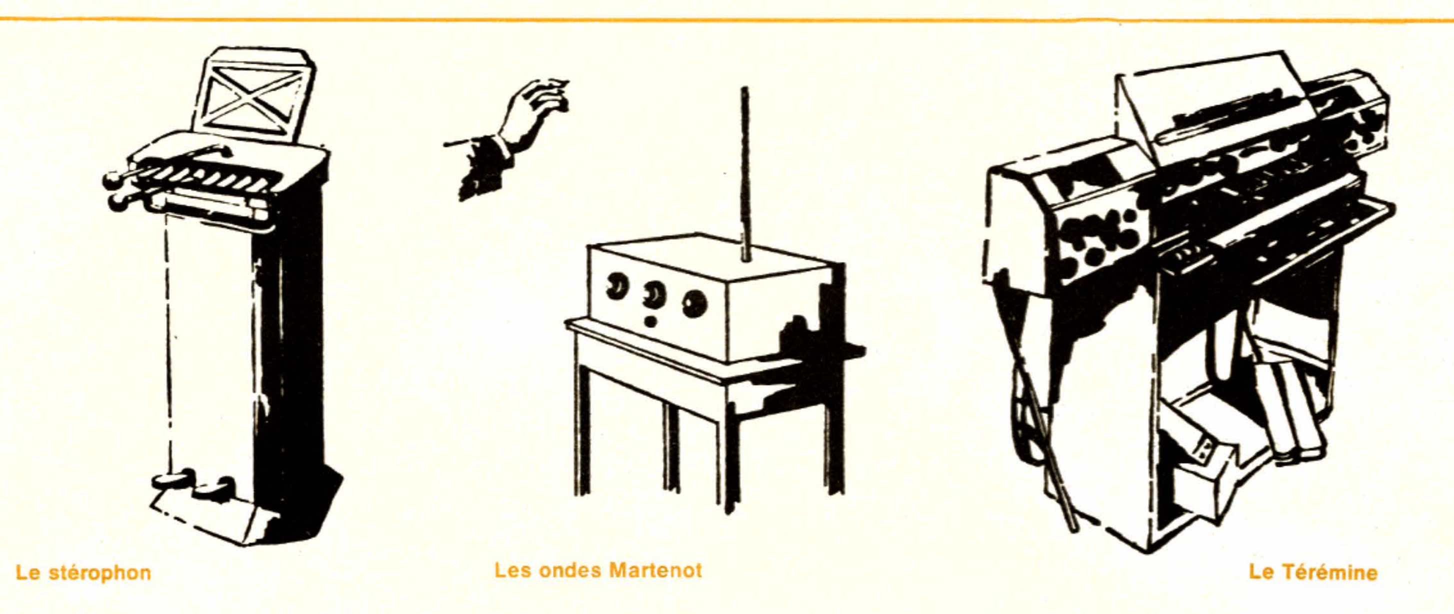
La première édition d'une partition de musique électronique

La recherche musicale

Pendant les années « vingt », alors que des compositeurs tels que Stravinsky, Bartok et Schoenberg cherchaient de nouveaux moyens de composition, de nouvelles sources d'inspiration, une nouvelle organisation des notes, certains musiciens s'attaquaient aux problèmes du son, explorant tout phénomène sonore comme phénomène musical.
Par exemple, G. Antheil présente « Les Ballets Mécaniques », pièce pour dix pianos, scies circulaires et klaxons tandis que Lou Harison a monté « Canticle III » pour tambours de frein, tuyaux de fer et presse-étoupe.
A New-York, John Cage est le maître incontesté du genre. Il est célèbre pour son « Piano préparé » qui est un piano modifié dont les cordes sont munies de toutes sortes d'accessoires, tels que vis, balles de ping-pong, etc. A la moindre vibration d'une corde, tout l'ensemble se met à sauter dans tous les sens. On dit même, mais ceci est une rumeur non vérifiée, qu'il y mit des souris blanches ! Ce fut lui qui fit le premier concert de musique électro-acoustique avec Imaginary Landscape : la pièce est pour douze postes de radio et deux servants par poste : un pour les stations, l'autre pour le volume du son. La partition comporte toutes les indications nécessaires quant au choix des stations et de l'intensité sonore. Il va sans dire que les douze stations captées sont différentes et le résultat final dépend de l'heure d'écoute et du pays où l'œuvre est exécutée. La notion aléatoire est fondamentale dans l'œuvre de Cage ; il prétend que le hasard est le seul facteur de direction d'une musique, tel que cela se passe dans la nature.
Mais, taper sur des violons, jouer de la trompette dans l'eau, chanter la bouche pleine, ça a un côté curieux et drôle mais c'est loin de satisfaire les exigences que le public a vis-à-vis du concert ! Pendant ce temps, la musique du futur s'installe sérieusement dans les laboratoires. La triode, après avoir porté la musique sur les ondes, après l'avoir amplifiée, la fait chanter. Des savants font de la musique avec des lampes à vide. Tous les enfants se sont un jour amusés à écouter les petites ondes sur un poste de radio et ils ont constaté les battements super-hétérodynes. En maîtrisant un peu le bouton du condensateur variable, on arrive à jouer un air (simple). Ces enfants font de la musique électronique comme M. Jourdain faisait de la prose, sans le savoir.

Léon Térémine (1), savant d'origine russe, exploita le phénomène des battements et du condensateur variable dans la création d'instruments électriques. Le « Térémine » se compose de deux générateurs HF dont l'un à fréquence variable. Le condensateur est en fait une sorte d'antenne à effet capacitif avec la main de l'exécutant. C'est la distance entre la main et l'antenne qui détermine la fréquence du battement ; on s'imagine très bien l'effet théâtral que cela pouvait produire à l'époque (1920) ! Mais l'instrument sérieux qu'il construisit est l'Aetherophon, sorte de piano électrique pour lequel Edgar Varèse eut beaucoup d'intérêt. En 1927, il émigre aux Etats-Unis où il met au point le Rythmicon. Le public et les compositeurs s'intéressent à ses travaux, un nouvel élan est donné à la recherche musicale.

En 1928, Térémine retourne dans son pays natal où l'un de ses compatriotes met au point l'Eknodin.



Le stérophon — Les ondes Martenot — Le Térémine

Autre nom dans la musique électronique : Jorg Mager. Il fit des études sur le quart de ton et construisit l'Electrophon, puis le Sphérophon, proche des Ondes Martenot. En 1929, il réalisa un orgue polyphonique à cinq voix ; mais ses activités prirent fin avec le début de celles d'Hitler.
En France, les recherches sont menées par Maurice Martenot, créateur des Ondes Martenot. Cet instrument est le seul, jusqu'à maintenant, qui soit accepté au sein de l'orchestre classique. Sa sonorité est douce et riche en timbre, son ton est expressif ; il n'en faut pas plus pour que les plus grands compositeurs français s'en servent pour plusieurs de leurs œuvres.
Le principe de l'instrument repose toujours sur le battement de deux fréquences HF mais, cette fois, le condensateur variable est actionné grâce à un système de ruban et de poulies. Le musicien met son doigt de la main droite dans un anneau solidaire du ruban, lui-même relié au condensateur. La main gauche, elle, sélectionne les timbres et la dynamique avec des petits leviers. Plus tard, on compléta l'instrument avec un clavier situé au-dessus du ruban dont les touches ont un jeu latéral, permettant un vibrato en fréquence.
Pendant ce temps, à Berlin, Friedrich Trautwein construit le Trautunium, appareil utilisant un générateur basse fréquence. En 1936, il crée l'Hellertion qui permet un jeu à quatre voix. A partir de 1935, c'est l'afflux de nouveautés dont beaucoup sont fabriquées en série et commercialisées : le Radiatone de Boreau, l'Orgue de Tournier, l'Orgue de Hammond, le Récepteur d'Orgue de Constant Martin, la Croix Sonore de Nicoulas Obouhov (proche du Térémine), le Solovox, l'Ondioline, le Melachord, la Clavioline, le Novachord, l'Electronium Pi, le Multimonica, le Polychord Orgel, le Pianophon, l'Electrochord, l'Electrone, pour ne citer que les principaux...
On arrive aux années 50 et l'orientation générale que prend la musique électronique tend à faire penser que ces instruments ne remplaceront jamais les instruments traditionnels, mais qu'une nouvelle forme de musique est en train d'apparaître. Aujourd'hui, peut-être, mais demain ? Que reste-t-il des instruments du Moyen-Age aujourd'hui ?

La musique électro-acoustique

Les années 50 et 60 sont marquées par une abondante production d'œuvres mélangeant les instruments traditionnels et certains dispositifs électroniques. On ne peut, à proprement parler, appeler électronique cette musique, même si cette science y joue un grand rôle. Un exemple pour illustrer l'organisation d'un concert électro-acoustique : une œuvre de Kalheinz Stockhausen, « Mantra », pour deux pianos et dispositif électro-acoustique. Ce dernier est manipulé par les interprètes eux-mêmes et comporte deux entrées pour micro à condensateur, suivies d'un atténuateur réglable puis d'un compresseur limiteur enclenchable à volonté. Ces circuits sont suivis de dix filtres de 60 bB de coupure par octave, d'un modulateur à anneau et d'un générateur dont la fréquence varie de 1 Hz à 4 kHz. On peut substituer ce générateur par une source de modulation extérieure. pour ce dispositif, le timbre des pianos se trouve enrichi considérablement grâce au modulateur à anneau et la dynamique (attaque-extinction du son) modifiée grâce au compresseur limiteur. L'intérêt d'une telle inovation nous apparaît tout de suite : le piano, dont toutes les possibilités ont été maintes fois exploitées, prend une dimension nouvelle ; c'est le miracle de l'électronique.
Cependant, ce n'est qu'au début des années 70 qu'ont lieu les premiers concerts de Live-électronic-music (mot à mot : musique électronique vivante). C'est-à-dire une musique interprétée sur des générateurs comme sur des instruments classiques c'est-à-dire le temps réel. Le chef d'œuvre sur bande magnétique disparaît des salles de concert, au profit d'une musique construite sur des genres de partitions comportant les manœuvres à exécuter pour mener à bien le déroulement de l'œuvre. Comme, en général, c'est le compositeur lui-même qui interprète son œuvre, cette partition comporte le minimum d'informations, le reste étant mémorisé ou improvisé. C'est à cette époque qu'apparaît le fameux synthétiseur, ensemble modulaire de circuits dont les inter-connexions sont faites à l'extérieur, par le musicien (patching). Une fois rôdé, l'instrument a été simplifié pour les besoins de la variété et compliqué pour les besoins de la recherche, qui va toujours plus loin.
Peut-on aller plus loin que le synthétiseur ? Mais oui ! Il faut maintenant se tourner du côté de l'ordinateur qui est en train de se démocratiser. Mais, c'est une autre histoire...
Les prochains articles consacrés à la musique électronique porteront sur les sujets suivants :
— l'utilisation de l'ordinateur dans la composition musicale,
— synthèse digitale et synthèse analogique,
— réalisation pas à pas d'un synthétiseur.

Les différents modes de génération électronique ou électromécanique du son

1) Procédé électro-mécanique

Le courant induit dans la bobine est provoqué par une roue dentée entraînée par un moteur. Le bras de commande agit sur un rhéostat dont dépend la vitesse du moteur, donc la fréquence de la tension induite dans la bobine. Le reste n'est qu'un circuit classique de filtres et d'amplificateurs. Voir **figure 1.**

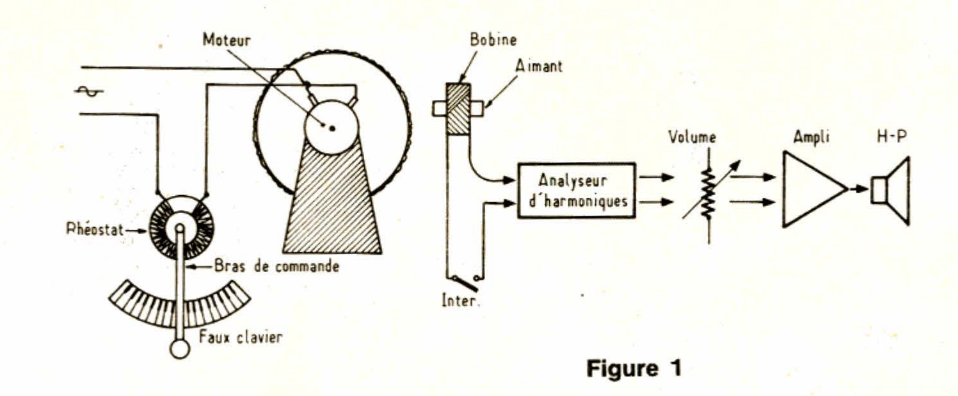


Figure 1

2) Procédé électro-mécanique

Ce procédé, dérivé du premier et donné à la **figure 2** permet de faire une synthèse harmonique en dosant chacune des composantes du son. Chaque roue entraînée par le moteur a la même vitesse, mais un nombre de dents multiples (D2 = 2 × D1, D3 = 3 × D1, etc.). La partie filtre est supprimée, la recherche du timbre se faisant par le réglage de l'amplitude respective de chaque harmonique (les premiers orgues Hammond furent réalisés avec ce système).

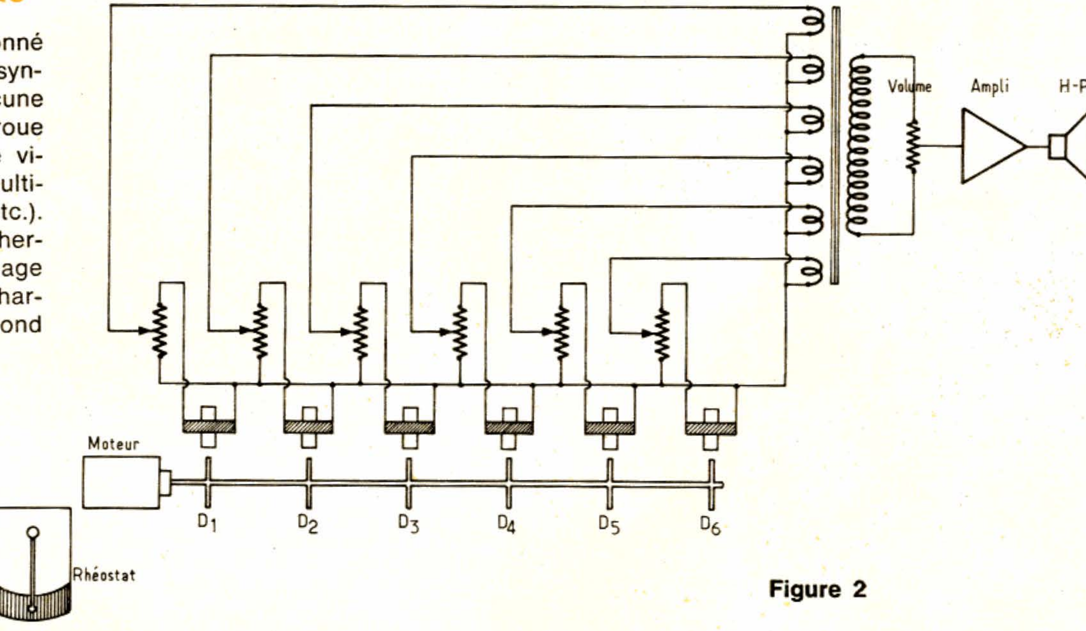


Figure 2

3) Procédé opto-électronique

L'oscillation est engendrée par un faisceau lumineux périodiquement interrompu, capté par une cellule photo-électrique en sélénium, donnant lieu ainsi à des tensions périodiques (principe de Sélénophone), voir **figure 3.** On se débrouille pour dessiner plusieurs harmoniques sur le disque de verre pour rendre le son plus intéressrant.

Le même principe a été appliqué dans le Cellulophone de Pierre Toulon ; la forme des trous a été établie de manière scientifique en se basant sur les spectrogrammes de sons acoustiques. Grâce à l'inertie d'allumage des lampes à incandescence, on arrive à imiter les attaques des instruments.

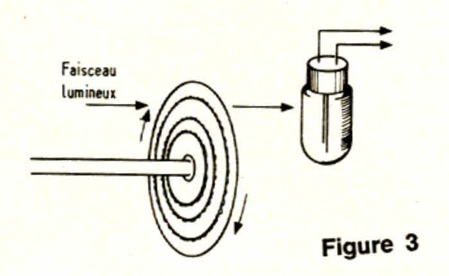


Figure 3

4) Procédé de l'oscillateur à battement Térémine (1)

Principe : deux tensions de même signe s'additionnent, deux tensions de signes opposés s'annulent.
Lorsque deux oscillations sont mélangées, ce principe s'applique. Si ces deux oscillations sont de fréquences légèrement différentes, il arrive un moment où les signaux sont en phase, donc la tension est maximum à un moment où les alternances sont en position de phase, la tension est à zéro.
La fréquence de l'ondulation résultante est égale à la différence des signaux mélangés. Voir **figure 4.**
La **figure 5** donne le schéma de la composition de l'instrument de Léon Térémine.

(1) S'écrit aussi « Theremin ».

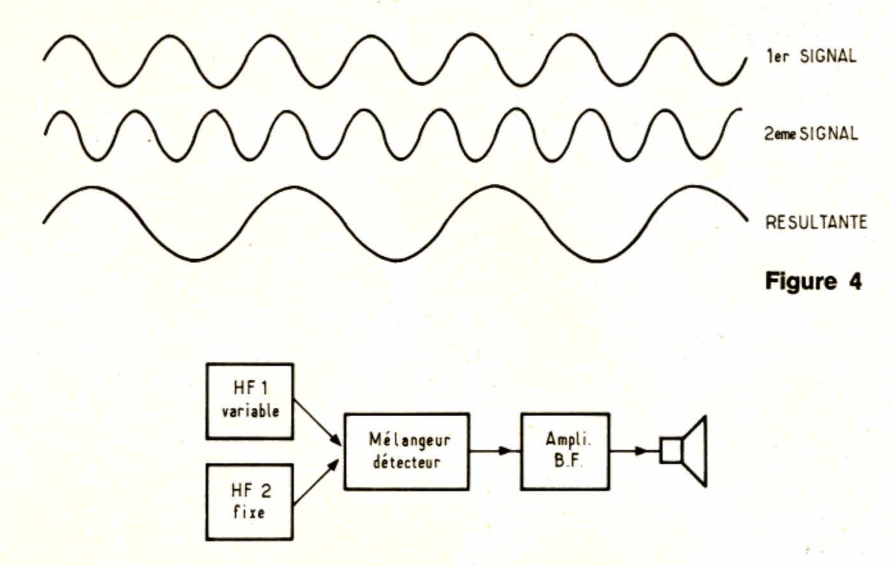


Figure 4

Figure 5

5) Procédé de l'oscillateur BF

Le premier des oscillateurs BF utilisé pour produire de la musique électronique **figure** 6 a été attribué au Dr Lee de Forest, inventeur de la triode, en 1915. Le Trautunium, cité plus haut, se compose d'un oscillateur à relaxation avec tube au néon ; la fréquence est modifiée par la variation de la résistance pour les notes et du condensateur pour les octaves. Schéma **figure** 7 .

Figure 7 **. Oscillateur à lampe au néon (type lampe-témoin). Le principe de l'Onde Martenot est donné** figure 8 .

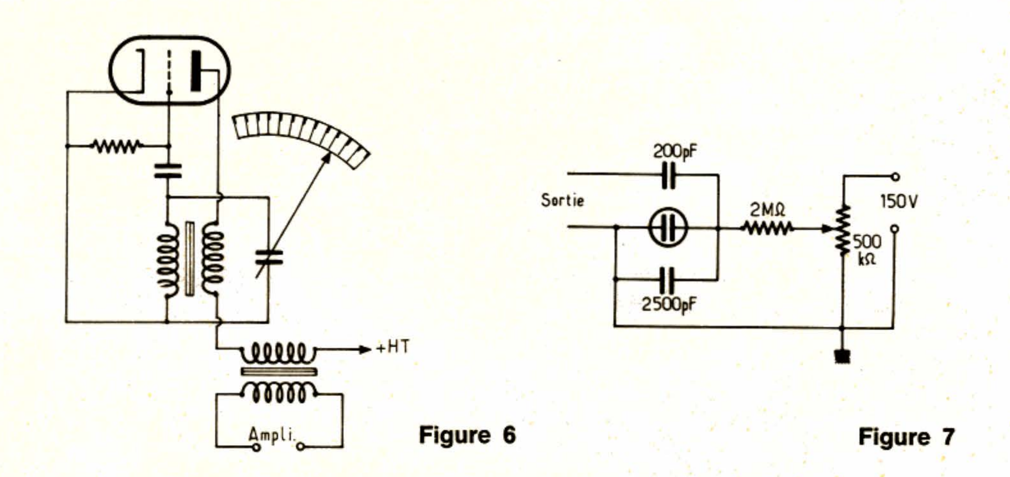


Figure 6

Figure 7

Figure 8 **système de poulie du ruban, pour le glissendo. Position du ruban par rapport au clavier.**

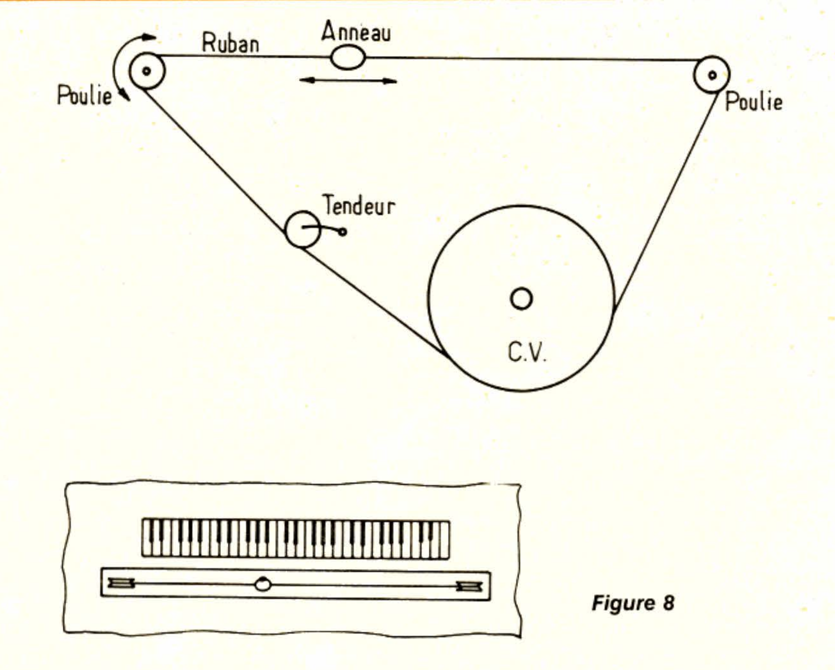


Figure 8